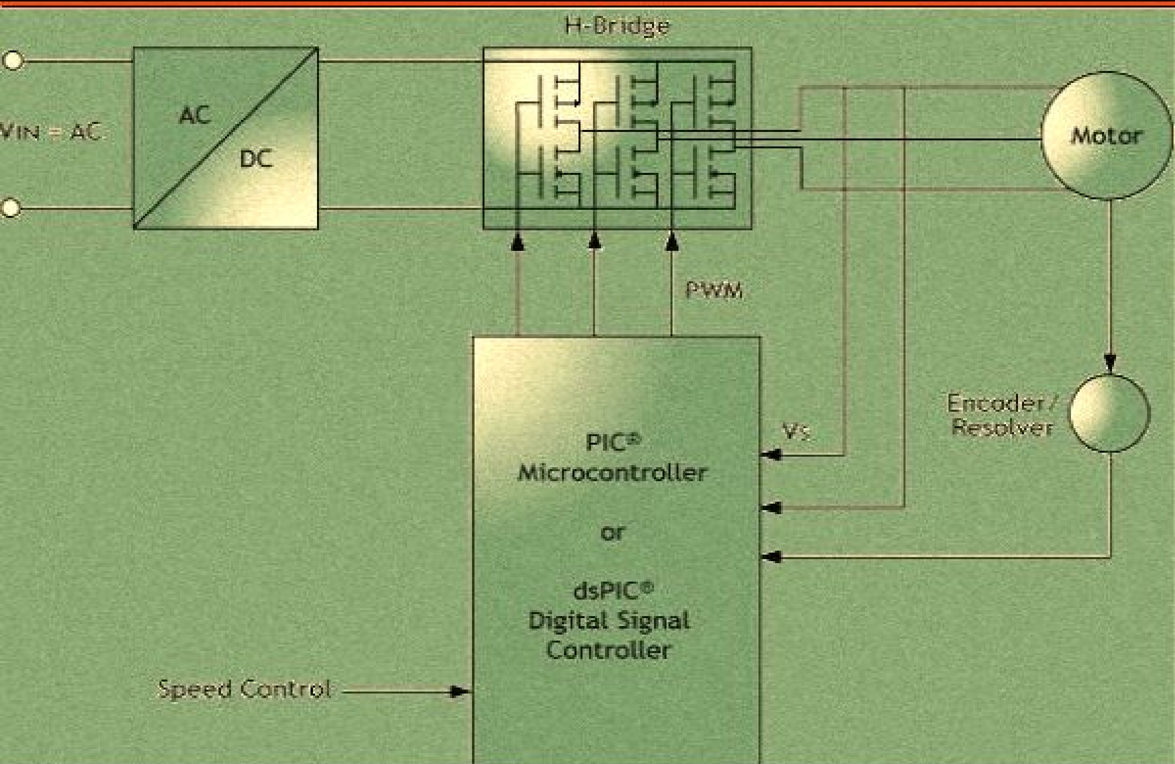
Valentin NAVRAPESCU

Mircea POPESCU Vasile NICOLAE



ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

Editura ICPE 1999

Valentin NAVRAPESCU

Mircea POPESCU **Vasile NICOLAE**

ACTIONARI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

Editura ICPE

1999

PREFATA

Actionarile electrice actuale ofera solutii deosebit de convenabile de control si reglare a diferitelor echipamente utilizate în industrie. Fiabilitatea ridicata si marea versatilitate a acestora, în special a celor bazate pe utilizarea dispozitivelor semiconductoare de putere performante si nu numai, au facut ca numarul lor sa creasca spectaculos.

De fapt, cresterea si dezvoltarea domeniului actionarilor electrice a fost si este în continuare în strânsa legatura cu automatizarile din industrie si cu realizarea unor circuite din ce în ce mai performante la un pret foarte competitiv.

Acestea sunt doar câteva aspecte care au condus la necesitatea elaborarii unei lucrari pe aceasta tema.

Datorita multiplelor probleme pe care le abordeaza, precum si datorita diversitatii acestora s-a impus structurarea pe mai multe volume.

Volumul de fata ACTIONARI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU"reprezinta prima parte din aceasta ampla lucrare si cuprinde câteva generalitati privind sistemele de actionari electrice, notiuni legate de utilizarea masinilor de curent continuu în cadrul acestor sisteme, actionari electrice cu masini de curent continuu alimentate de la convertoare statice de putere cu stingere fortata, sisteme de actionari electrice cu masini de curent continuu alimentate de la convertoare cu stingere naturala, precum si rezultatele

obtinute în urma simularii functionarii masinii de curent continuu.

Autorii îsi propun sa continue în anul urmator cu volumele:

„ACTIONARI ELECTRICE CU MASINI DE CURENT ALTERNATIV”. Volumul cuprinde notiuni legate de sistemele de actionari electrice cu masini asincrone si sincrone. Sunt analizate cele mai moderne solutii de comanda a acestor masini;

„COMANDA SISTEMELOR DE ACTIONARI ELECTRICE”. In volum sunt prezentate aspecte legate de functionarea sistemelor de actionari electrice în bucla închisa, precum si cele legate de comanda numerica a actionarilor electrice. Tot aici sunt analizate problemele ce trebuie rezolvate în momentul implementarii comenzii numerice cu ajutorul automatelor programabile, a controlerelor industriale sau a procesoarelor numerice de semnal (*Digital Signal Processors*).

Autorii multumesc pe aceasta cale Editurii ICPE pentru disponibilitatea deosebita de care a dat dovada la realizarea acestei lucrari, precum si tuturor celor care i-au ajutat si sprijinit sub diferite forme în elaborarea si redactarea acetei lucrari.

Bucuresti, 1999

Autorii

CUPRINS

CAPITOLUL 1

GENERALITATI PRIVIND ELEMENTELE SISTEMELOR DE ACTIONARI ELECTRICE

1.1. SCURT ISTORIC AL ACTIONARILOR ELECTRICE

Prima actionare electrica, o locomotiva, a fost realizata în anul ***1832***; motorul ei a avut o constructie inspirata dupa motorul cu aburi. In anul urmator, *W. Ritchie* construieste pentru prima data un motor de curent continuu având excitatia realizata cu ajutorul unor electromagneti. In ***1834***, *M.H. Iakobi* construieste un motor alimentat de la o baterie, cu care a reusit sa actioneze o barca pe *Neva*. Anul ***1881*** este un an de referinta în domeniul tractiunii electrice, deoarece au fost puse în functiune primele tramvaie electrice la *Paris* (*cu fir de contact*) si la *Berlin* (*cu alimentare prin ambele sine*), ca în ***1882*** sa fie experimentat primul troleibuz electric pe linia *Berlin-Halensee*. In ***1897***, în *Olanda*, a fost construit primul submarin electric, pentru ca *2 ani* mai târziu, în *SUA*, sa fie construit primul automobil electric ce putea rula cu o viteza maxima de circa *105 km / h*, un record la acea vreme.

Sfârsitul secolului al nouasprezecelea a fost marcat si la noi în tara de câteva evenimente remarcabile în acest domeniu. Astfel, în ***1897*** s-a introdus actionarea cu motoare electrice a instalatiilor de foraj-extractie de pe Valea Prahovei,

iar în ***1899*** a fost realizata prima actionare electrica (*la masini de treierat*) din tara (*lânga Sibiu*).

In *secolul al XX- lea*, actionarile electrice au avut o dinamica spectaculoasa si aceasta datorita realizarilor de prestigiu din domeniul electronicii de putere. Istoria acestui domeniu a început în ***1900***, când au fost realizate primele redresoare cu tuburi de sticla cu arc de mercur. In timpul celui de-al doilea razboi mondial, erau folosite cu succes amplificatoarele magnetice si redresoarele cu seleniu. Daca, probabil, cea mai mare revolutie a ingineriei electrice a constituit-o inventarea tranzistorului în ***1948*** de catre *Bardeen*, *Brattain* si *Shockley* de la *Bell Telephone Laboratory*, anul ***1956***, odata cu inventarea tiristorului de catre un colectiv de la acelasi laborator, a reprezentat începutul erei moderne a electronicii de putere. In ***1958*** tiristorul sau *tranzistorul triggerabil PNPN*, cum a fost numit initial, a început sa fie comercializat de *General Electric Company*. In prezent, aparitia unor procesoare puternice (*în special a procesoarelor numerice de semnal*) a permis realizarea unor sisteme de actionare electrica deosebit de performante si fiabile.

Pentru actionarile de viteza constanta, sunt folosite în special masinile asincrone si cele sincrone. Cele mai numeroase sunt actionarile electrice ce folosesc masinile asincrone cu puteri între circa ***0,1 kW*** si ***400 kW***. Ca pondere numerica, dupa unele statistici, masinile asincrone reprezinta ***90 %*** din totalul masinilor utilizate, dar numai ***50 - 55 %*** ca pondere în privinta puterii instalate. Pentru sistemele de actionari electrice reglabile sunt folosite masinile de curent continuu în proportie de ***70 %***, masinile asincrone si sincrone ***15 %***, iar alte ***15 %*** sunt actionari ce presupun folosirea ambreiajelor electromagnetice. Dar aceasta „*distributie*” a utlizarii masinilor electrice este într-o permanenta schimbare.

1.2. STRUCTURA GENERALA AL UNUI SAE

Un ***Sistem de Actionare Electrica*** (***SAE***) reprezinta un ansamblu de elemente conectate în vederea atât a realizarii, cât si a comenzii si reglarii conversiei electromecanice a energiei pentru un anumit proces tehnologic.

Elementele componente ale unui ***sistem de actionare electrica*** se pot grupa în doua sisteme în functie de rolul lor:

- ***sistemul de forta*** (***SF***) - care asigura conversia electromecanica a energiei;
- ***sistemul de comanda si control*** (***SCC***) - care are rolul de a asigura comanda si controlul sistemului de actionare electrica.

Elementele componente sunt interconectate si au legaturi cu sistemele sau elementele exterioare, care pot fi grupate în:

- ***sistemul de conducere*** (***SC***) - reprezentat de unitatea centrului de comanda a procesului tehnologic, care impune sistemului de actionare electrica prin marimea de comanda $\boldsymbol{x}$, tipul si limitele de variatie a marimii comandate $\boldsymbol{y}$; sistemul de actionare electrica trimite catre sistemul de comanda informatii prin intermediul marimilor de semnalizare $\boldsymbol{y_e}$;

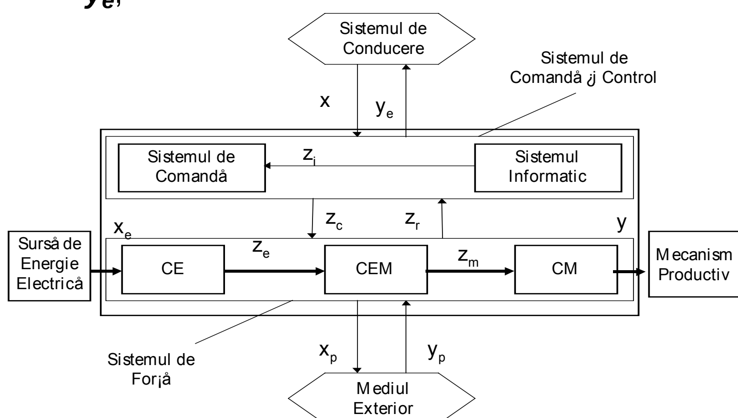


Fig. 1.1. Sistem de actionare electrica.

- ***mecanismul productiv*** (***MP***) - reprezentat de elementele mecanice care realizeaza procesul tehnologic; sistemul de actionare electrica este proiectat în vederea modificarii corespunzatoare a marimii comandate $\boldsymbol{y}$ a acestuia;
- ***sursa de energie electrica*** (***SEE***) - este reprezentata de reteaua electrica de alimentare. Aceasta este caracterizata de marimea $\boldsymbol{x_e}$. Reteaua poate fi de tensiune continua sau retea de tensiune alternativa de frecventa constanta;
- ***mediul exterior*** (***ME***) - poate influenta functionarea sistemului de actionare electrica prin introducerea unor marimi perturbatoare $\boldsymbol{x_p}$ precum temperatura, umiditatea, radiatiile sau altele si care este influentat de catre ***SAE*** prin intermediul marimilor poluante $\boldsymbol{y_p}$, cum ar fi zgomotele, vibratiile, degajarea de caldura, noxele si altele.

Sistemul de forta (***SF***) asigura conversia energiei electrice primita de la sursa de energie (***SEE***) si caracterizata de marimea de intrare $\boldsymbol{x_e}$, în lucrul mecanic efectuat de catre mecanismul productiv (***MP***) si caracterizat de marimea de iesire $\boldsymbol{y}$. Sistemul este format din trei elemente înseriate din punct de vedere functional:

- ***convertorul electric*** (***CE***) - transforma energia electrica caracterizata de parametrii $\boldsymbol{x_e}$ si primita de la sursa ***SEE***, în energie electrica caracterizata de parametrii $\boldsymbol{z_e}$. Astfel, se obtin parametrii necesari ai energiei electrice utilizata de catre convertorul electromecanic. Acest convertor poate fi un transformator electric, un redresor, un convertor de frecventa, etc;
- ***convertorul electromecanic*** (***CEM***) - transforma energia electrica caracterizata de parametrii $\boldsymbol{z_e}$ în lucru mecanic caracterizat de parametrii $\boldsymbol{z_m}$ (*turatie, cuplu, etc.*). Pentru marea majoritate a sistemelor de

actionari electrice, convertorul electromecanic este o masina electrica;

- ***convertorul mecanic*** (***CM***) - realizeaza conversia lucrului mecanic, caracterizat de parametrii z_m, în lucru mecanic caracterizat de parametrii y, necesar mecanismului productiv ***MP***. Câteva exemple de convertoare mecanice de energie sunt: transmisia mecanica; reductorul de viteza s.a. In unele cazuri acest convertor poate lipsi, daca parametrii z_m se potrivesc cu parametrii y.

Sistemul de comanda si control (***SCC***) este alcatuit din urmatoarele elemente:

- ***sistemul de comanda*** (***SCM***) - primeste informatii de la sistemul de conducere, exterior sistemului de actionare electrica si furnizeaza semnalele de comanda necesare sistemului de forta;
- ***sistemul informatic*** (***SCI***) - este format din senzori, traductoare si sisteme de transmisie a informatiei la distanta.

Sistemul de comanda si control asigura supravegherea, comanda si reglarea sistemului de forta pentru a putea face o concordanta între marimea de comanda x si cea comandata y. *Sistemul informatic* primeste informatii z_r de la toate elementele componente ale sistemului de forta si le transmite apoi cu parametrii z_i *sistemului de comanda*. Acesta prelucreaza informatiile primite si pe baza marimilor de intrare x, transmite sistemului de forta comenzi, având parametrii z_c. In cazul unor actionari foarte simple, existenta unui sistem de comanda ***SC*** nu este neaparat necesara, iar sistemul informatic va fi format doar dintr-un simplu sistem de semnalizare (***SS***).

Un sistem de actionare electrica se mai poate reprezenta si cu ajutorul schemei bloc prezentata în figura 1.2.

Convertorul de putere cu semiconductoare (*convertorul de putere*) are rolul de a adapta puterea transmisa *motorului* de catre *sursa de alimentare*, în asa fel încât caracteristicile ***turatie - cuplu*** si ***turatie - curent*** ale motorului sa devina compatibile cu cerintele sarcinii.

Unitatea de control a convertorului de putere este realizata adesea cu tranzistoare, circuite integrate lineare si digitale, iar atunci când complexitatea sistemului o cere, ea este realizata cu automate programabile, microprocesoare, microcalculatoare (*sistemele de actionare cu roboti industriali, masini unelte*),microcontrolere industriale sau chiar cu procesoare numerice de semnal (***D****igital* ***S****ignal* ***P****rocessors*). Legatura dintre unitatea de control si convertorul de putere este facuta prin intermediul unui etaj de izolare electrica. Acest etaj este necesar din doua considerente majore: ***primul*** - în cazul aparitiei unui defect si în absenta izolatiei, tensiunile înalte ar putea ajunge la bornele unitatii de control, distrugând-o si ***al doilea***, - în lipsa izolatiei, armonicile generate de catre convertor ar interfera cu semnalele unitatii de control, perturbându-le.

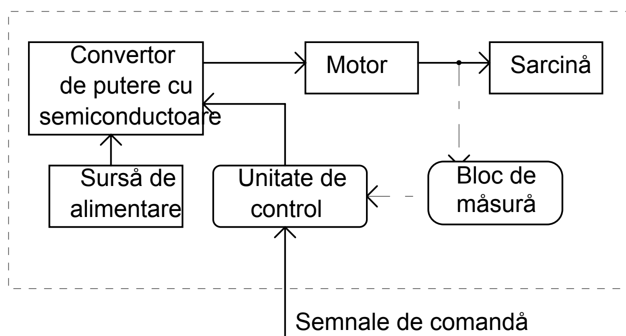


Fig. 1.2. Schema bloc simplificata a unui sistem de actionare electrica.

Blocul de masura are rolul de a achizitiona informatiile necesare din proces si de a le transmite unitatii de control. El este format din traductoarele utilizate si circuitele aferente acestora (*filtre, etaje de adaptare de nivel, etc.*).

Aparitia procesoarelor specializate si în mod special a procesoarelor numerice de semnal (***DSP***) a dus la realizarea în conditii foarte avantajoase (*performanta-pret*) a comenzii numerice a unui sistem, facându-l mult mai practic. Arhitectura speciala si performantele ridicate ale ***DSP***-urilor au permis implementarea unei mari varietati de algoritmi de comanda numerica, care până mai ieri erau rezervati doar activitatii de cercetare si studiilor de simulare din laboratoare. Un sistem de comanda si control are rolul de a procesa semnalele de intrare, astfel încât sa se obtina la iesire raspunsul dorit sau o cât mai buna aproximare a acestuia într-un timp minim. In aceste conditii, schema bloc a unui sistem de actionare electrica se poate reprezenta simplificat ca în figura 1.3.

Conform figurii, sistemul de actionare este format din patru parti componente: *controller*-ul, *elementul de executie*, blocul format din *motor* plus *sarcina* si blocul reprezentat de *senzori* si *traductoare*.

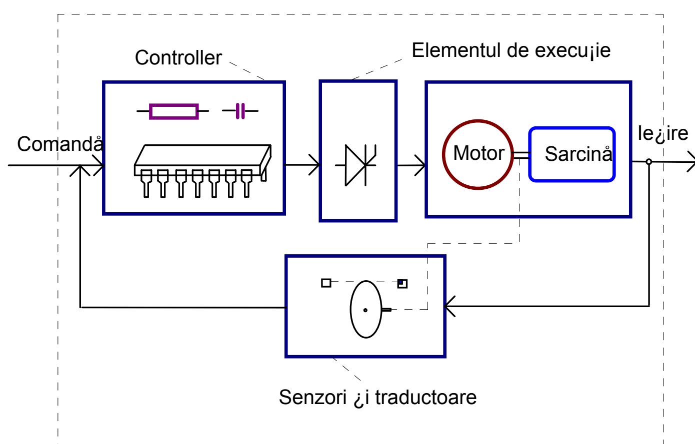


Fig. 1.3. Schema bloc simplificata a unui sistem de actionare electrica.

Senzorii au rolul de a masura comportarea sistemului de actionare electrica a întregului proces, furnizând astfel un semnal de *feed-back* controller-ului. Dintre senzorii si traductoarele cele mai utilizate în sistemele de actionari electrice putem mentiona: *tahogeneratoarele*, *traductoarele de pozitie* si *cele de curent*. ***Controller***-ul, realizat din elemente de calcul si decizie, furnizeaza blocului *motor - sarcina* semnalele necesare în conformitate cu informatia primita de la senzori si traductoare, respectiv de la unitatea de comanda.

Sistemele de comanda numerice (*figura 1.4*) tind sa înlocuiasca tot mai des pe cele analogice si aceasta datorita avantajelor impuse de utilizarea ***DSP***-urilor. Procesorul de semnal prelucreaza cu ajutorul unor algoritmi specifici tratarii numerice semnalele primite de la senzori în relatie cu semnalul de referinta primit de la unitatea de comanda ierarhic superioara.

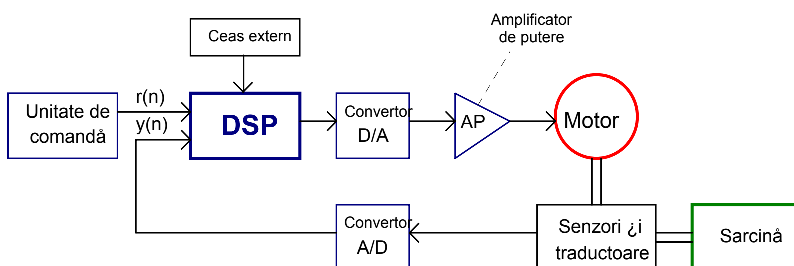


Fig. 1.4. Comanda numerica a unui sistem de actionare electrica.

Functionarea corecta si optima a sistemului de actionare electrica presupune cunoasterea foarte exacta a procesului tehnologic, în functie de care se va proiecta, calcula si realiza toate elementele ansamblului. Doua dintre elementele importante ale unei actionari electrice sunt: ***1*** - familia caracteristicilor mecanice ale actionarii si ***2***, - gama de viteze de lucru necesara procesului tehnologic.

Caracteristica mecanica a unei masini electrice sau a unei masini de lucru (*o sarcina oarecare*) este reprezentata de legatura dintre viteza unghiulara si cuplu, atunci când ceilalti parametrii ce intervin sunt mentinuti constanti.

Gama de viteze de lucru se defineste ca raport între viteza unghiulara minima si cea maxima.

$$\gamma = \frac{\Omega_{min}}{\Omega_{max}} \tag{1.1}$$

Câteva exemple de game de viteze de lucru sunt: ***1:10.000*** pentru mecanismele de avans ale masinilor - unelte, ***1:25*** pentru laminoare si ***1:2*** în cazul cuptoarelor de ciment sau a morilor de minereuri.

1.3. MECANICA SISTEMULUI DE ACTIONARE ELECTRICA

Din prezentarea facuta în capitolul 1.2 rezulta ca numai trei sisteme din cadrul unui sistem de actionare electrica au elemente în miscare: convertorul electromecanic (***CEM***), convertorul mecanic (***CM***) si mecanismul productiv (***MP***) (*figura 1.5.a*).

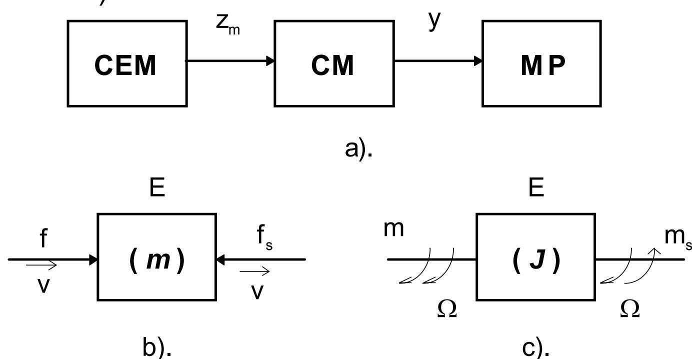


Fig. 1.5. Elementele în miscare ale unui SAE.

Convertorul electromecanic si mecanismul productiv pot executa fiecare o miscare de rotatie sau o miscare de translatie; corelarea dintre aceste miscari (*eventual transformarea unui tip de miscare în celalalt*) este realizata de catre convertorul mecanic. Rezulta ca ansamblul descris (***CME + CM + MP***) formeaza un agregat complex. Studiul miscarii acestui agregat complex consta în determinarea legilor de miscare a elementelor sale cunoscând legile de variatie ale fortelor, respectiv ale cuplurilor exterioare care se aplica agregatului.

1.3.1. Ecuatia generala de miscare

Miscarea efectuata de convertorul electromecanic (***CEM***) este caracterizata de parametrii z_m (*figura 1.5.a*) care pot fi: forta (***f***) si viteza (***v***) în cazul unei miscari rectilinii, respectiv cuplu (***m***) si viteza unghiulara (Ω) în cazul unei miscari circulare.

Analog, miscarea mecanismului productiv (*MP*) este caracterizata de parametrii ***y***, care sunt similari cu parametrii convertorului electromecanic atunci când se efectueaza acelasi tip de miscare. Evident, elementul activ al agregatului (***CME+CM+MP***) este convertorul electromecanic - ***CME*** - care produce forta sau cuplu.

Metoda utilizata pentru studiul miscarii agregatelor este metoda reducerii tuturor fortelor (*cuplurilor*) aplicate agregatului si a tuturor maselor elementelor agregatului la un singur element, la *elementul redus*. Prin aceasta metoda, problema dinamicii agregatului complex se înlocuieste cu problema miscarii unui singur element al sau. In cazul concret al unui sistem de actionare electrica, elementul la care se face reducerea este convertorul electromecanic - ***CEM***. Astfel, agregatul complex descris în figura 1.5.a se reduce la un simplu element echivalent redus (***E***), care primeste forta activa (***f***), sau cuplul activ (***m***) de la ***CEM*** si asupra caruia actioneaza o forta rezistiva (f_s) - (*figura 1.5.b*) sau un cuplu rezistiv redus (m_s) - (*figura 1.5.c*) care modeleaza efectele

mecanice ale convertorului mecanic ***CM*** si ale mecanismului productiv ***MP***. Elementul echivalent are masa redusa ***m***, respectiv momentul de inertie redus ***J***.

Ecuatia de echilibru dinamic a ***elementului echivalent E*** este:

- pentru miscarea rectilinie $f = f_s + m_r \cdot \frac{dv}{dt}$ (1.1.a)

- pentru miscarea de rotatie $m = m_s + J \cdot \frac{d\Omega}{dt}$ (1.1.b)

unde termenii:

$m \cdot \frac{dv}{dt} = f_i$ - reprezinta forta de inertie (1.2.a)

$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = m_d$ - reprezinta cuplul dinamic (1.2.b)

Toate marimile din ecuatiile 1.1 pot lua atât valori pozitive, cât si valori negative.

In functionarea sistemelor de actionare electrica se disting doua regimuri de functionare: ***regimul stationar*** si ***regimul nestationar***. In cadrul regimului stationar, parametrii cinematici si dinamici ai agregatului sunt constanti sau variaza dupa o lege periodica. Astfel, viteza elementului echivalent redus ***E*** este constanta sau variaza dupa o lege periodica.

Conditia de echilibru pentru cazul regimului static de functionare (v=*ct.* ; Ω=*ct.*) este:

- pentru miscarea rectlinie $F = F_s$ (1.3.a)

- pentru miscarea de rotatie $M = M_s$ (1.3.b)

Deoarece în marea majoritate a cazurilor practice, convertorul electromecanic (***CEM***) este o masina electrica cu

miscare de rotatie, în cele ce urmeaza, se va analiza numai cazul miscarii circulare, cazul miscarii rectilinii putând fi analizat într-un mod similar.

Pentru cazul miscarii de rotatie, convertorul electromecanic (***CEM***) si ansamblul (***CM + MP***) se pot defini prin caracteristicile mecanice, caracteristica mecanica a masinii pentru ***CEM*** si caracteristica mecanica a sarcinii pentru ansamblul (***CM + MP***).

O caracteristica mecanica în regim static se defineste ca dependenta vitezei unghiulare de rotatie de marimea cuplului dezvoltat:

- caracteristica mecanica a masinii $\Omega = \Omega(m)$

(1.4.a)

- caracteristica mecanica a sarcinii $\Omega = \Omega(m_s)$

(1.4.b)

Conform conditiei (*1.3*), pentru un anumit sistem de actionare electrica, în regim static, ***punctul de functionare*** se obtine la intersectia dintre caracteristica mecanica a masinii si caracteristica mecanica a sarcinii (*figura 1.6*), unde punctul de functionare a fost notat cu ***A***.

In figura 1.6, caracteristicile mecanice au fost considerate pâna la o valoare maxima acceptabila pentru cuplu, numit *cuplu maxim* (M_m). Depasirea valorii M_m poate conduce în timp la o degradare rapida a unor parti componente ale masinii, datorate supraîncalzirilor cauzate de pierderile exagerate de energie.

Din motive mecanice, nu poate fi depasita o viteza unghiulara maxima Ω_m, impusa de convertorul electromecanic de catre sarcina (*convertor mecanic plus mecanismul productiv*) sau de catre procesul tehnologic. In consecinta, în planul caracteristicilor mecanice (m, Ω), se delimiteaza un domeniu admisibil de functionare - zona hasurata din figura 1.6. Punctul de functionare ***A***, trebuie sa fie inclus în acest domeniu admisibil de functionare.

Caracteristicile mecanice se pot defini si în unitati relative: $\nu = \nu(\mu)$ $\quad \nu = \frac{\Omega}{\Omega_n}$ (1.5.a)

$$\nu = \nu(\mu_s) \quad \mu = \frac{m}{M_n} \tag{1.5.b}$$

$$\mu_s = \frac{m_s}{M_{ns}} \tag{1.5.c}$$

unde: $\boldsymbol{\Omega_n}$ este viteza unghiulara nominala, iar $\boldsymbol{M_n}$ si $\boldsymbol{M_{ns}}$ sunt cuplul nominal al masinii si respectiv al sarcinii; $\boldsymbol{\nu}$ este viteza unghiulara în unitati relative, $\boldsymbol{\mu}$ cuplul relativ activ (*dezvoltat de masina electrica*), respectiv $\boldsymbol{\mu_s}$ este cuplul relativ de sarcina.

Pentru ca regimul static de functionare, caracterizat de punctul ***A***, sa corespunda pentru toate elementele agregatului, este necesar ca punctul ***A*** sa fie în interiorul domeniului admisibil de functionare. Altfel, va trebui aleasa o alta masina electrica de antrenare, daca ansamblul ***convertor mecanic + mecanism productiv*** se doreste a fi pastrat în structura sa initiala.

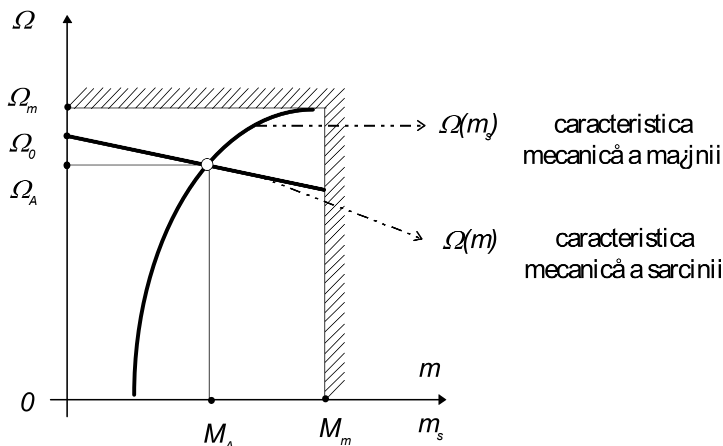


Fig. 1.6. Punctul de functionare în regim static al unui SAE.

1.3.2. Componentele cuplului de sarcina

Cuplul de sarcina este format din urmatoarele componente:

1. ***Cuplul datorat frecarilor*** este prezent atât la arborele motorului, cât si la alte parti componente ale sistemului de actionare. Cu m_F se noteaza cuplul de frecare total, raportat la arborele motorului;
2. ***Cuplul datorat rezistentei aerului*** apare odata cu învârtirea motorului si este notat m_{ra};
3. ***Cuplul de sarcina***, notat cu m_S, este cel cerut de catre sarcina si poate fi constant (*sarcini potentiale*), proportional cu patratul vitezei (*ventilatoare*) sau poate varia odata cu schimbarea modului de operare al sarcinii.

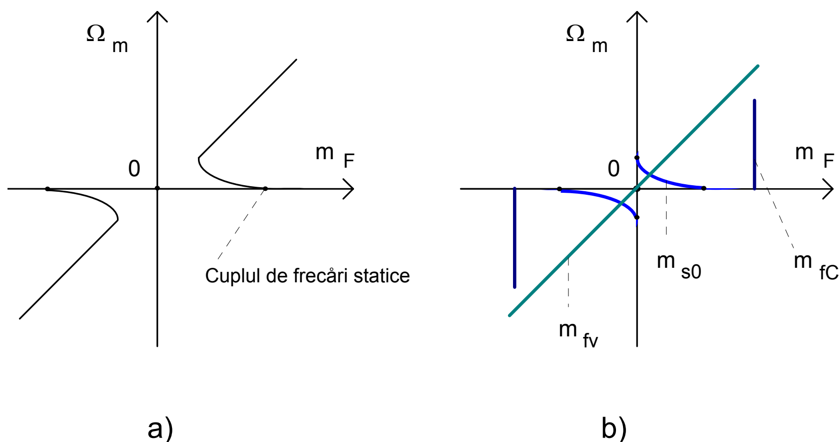


Fig. 1.7. Cuplul datorat frecarilor si componentele sale.

unde:

m_{fv} : cuplul de frecari vâscoase, proportional cu viteza;

m_{fC} : cuplul de frecare coulombiana, independent de viteza;

m_{s0} : cuplul de frecare aditional, care este prezent numai în starea de repaus (*sau viteze foarte mici*);

m_{ra} : cuplul datorat rezistentei aerului, proportional cu patratul vitezei.

Modul de variatie al cuplului de frecare este prezentat în figura 1.7.a. Valoarea sa la viteza zero, $\boldsymbol{m_{s0}}$, este superioara valorii corespunzatoare la viteza putin peste zero. Componentele acestui cuplu sunt prezentate în figura 1.7.b.

Pentru regimul static de functionare, cuplul total al sarcinii este $\boldsymbol{m_{Stot}}$:

$$m_{s_{tot}} = m_F + m_{ra} + m_s s \tag{1.6.a}$$

$$\begin{aligned} m_{s_{tot}} &= (m_{fv} + m_{fC}) + m_{ra} + m_s = \\ &= B \cdot \Omega_m + m_{fC} + m_{ra} + m_s = \\ &= B \cdot \Omega_m + m_{fC} + C \cdot \Omega_m^2 + m_s \end{aligned} \tag{1.6.b}$$

Dar, în cele mai multe cazuri, cuplul de frecari coulombiene si cel datorat rezistentei aerului sunt mult mai mici decât cuplul de frecari vâscoase si neglijabile fata de cel cerut de catre sarcina:

$$m_{fC} + C\Omega_m^2 << B\Omega_m \tag{1.7.a}$$

$$m - m_s = J\frac{d\Omega_m}{dt} \tag{1.7.b}$$

$$m = m_s + J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} + B \cdot \Omega_m \tag{1.8}$$

Daca cuplul dezvoltat de catre masina ***m*** si cel cerut de sarcina $\boldsymbol{m_s}$, nu sunt constante în timp, atunci ecuatia 1.8 este o ecuatie diferentiala neliniara, ce poate fi rezolvata numai numeric. Expresia cea mai des utilizata pentru ecuatia cuplului este cea din relatia 1.9, în care este neglijat si cuplul de frecari vâscoase:

$$m = m_s + J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} \tag{1.9}$$

1.3.3. Exemple de cupluri de sarcina

Inainte de a analiza functionarea si stabilitatea în functionare a unui sistem de actionare electrica, este util a se cunoaste *caracteristica mecanica viteza - cuplu* a sarcinii. In figura 1.8 sunt prezentate câteva exemple de astfel de caracteristici.

Pentru pompe, suflante, ventilatoare si alte sarcini ce implica curgeri de fluide, cuplul variaza proportional cu patratul vitezei (*figura 1.8.a*). In cazul sistemelor de tractiune, trenuri electrice si autovehicule, neglijând cuplul datorat fenomenului de gravitatie, variatia cuplului cu viteza este prezentata în figura 1.8.b.

Printr-o analiza atenta a caracteristicii sarcinii, coroborata cu programul de lucru al acesteia, se pot lua decizii importante privind îmbunatatirea parametrilor regimului tranzitoriu sau al celui permanent, obtinând rezultatele dorite. Spre exemplu, în cazul trenurilor, care au o masa apreciabila, cuplul de accelerare reprezinta un procent important din cuplul total.

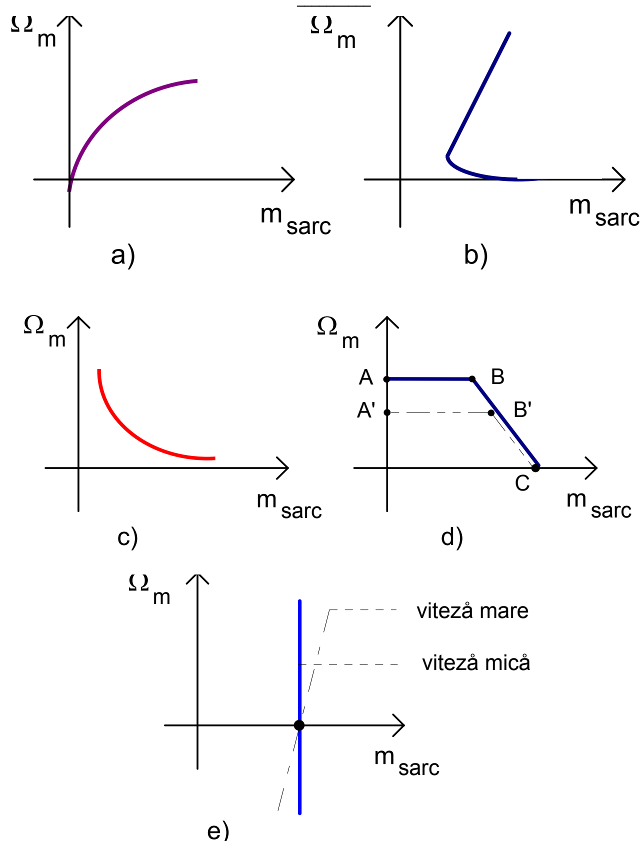


Fig. 1.8. Exemple de cupluri de sarcina.

Daca tinem cont de coeficientul de frecare care este definit ca raportul dintre forta de tractiune si masa rotilor motoare, se poate observa ca putem reduce timpul de accelerare printr-o crestere a masei acestora. Dar, nu trebuie uitat si faptul, ca acest coeficient mai depinde si de natura suprafetei de rulare si de alte conditii. Totusi, este de remarcat faptul ca o crestere a masei rotilor motoare poate duce la îmbunatatirea timpului de accelerare. La trenurile ce parcurg de regula distante mari între statii, valoarea maxima a

greutatii rotilor motoare se aproximeaza la jumatate din greutatea locomotivei. In cazul metrourilor, acolo unde statiile sunt dese si se doreste în acelasi timp si obtinerea unor viteze medii satisfacatoare, se practica solutia cu vagoane motorizate. Astfel, greutatea totala a rotilor motoare a crescut foarte mult, putându-se obtine acceleratii net superioare cazului anterior. Practica a aratat ca o solutie acceptabila este folosirea unui numar de roti motrice egal cu jumatate din numarul total al rotilor unui metrou sau tramvai.

In figura 1.8.c este prezentata o caracteristica viteza - cuplu a unei actionari ce functioneaza la putere constanta. Exemple de astfel de actionari se pot întâlni în fabricile de celuloza si hârtie sau de materiale plastice. Figura 1.8.d prezinta *caracteristica viteza - cuplu* pentru un excavator. Portiunile *AB*, *A'B'* ale caracteristicii depind de natura materialului de excavat, iar cele notate cu *BC* si respectiv *B'C'* reprezinta limitarile ce trebuiesc avute în vedere, pentru a preveni distrugerea mecanica a excavatorului, în cazul în care pe durata procesului de sapare este întâlnita o roca dura.

Caracteristica mecanica pentru o macara este prezentata în figura 1.8.e. Aici se poate observa faptul ca valoarea cuplului de sarcina nu depinde de viteza, el fiind constant si depinzând numai de acceleratia gravitationala ***g***. Doar la viteze mari de lucru componenta de frecari vâscoase a cuplului îsi face simtita prezenta.

1.3.4. Clasificarea cuplului de sarcina

Cuplurile de sarcina pot fi împartite în doua mari categorii:

- cupluri de sarcina active;
- cupluri de sarcina pasive.

Prima categorie se refera la acele sarcini care îsi pot mentine semnul când directia de rotire a motorului actionarii se schimba si care au capacitatea de a antrena motorul principal în anumite conditii de echilibru. Exemplu de sarcini

din aceasta categorie sunt: cuplul datorat fortei gravitationale (*cazul unei macarale sau a unei masini care trebuie sa urce un deal, iar apoi sa îl coboare*) sau cuplurile datorate compresiei, respectiv torsiunii.

Cuplurile de sarcina pasive se opun mereu cuplului dezvoltat de catre masina de lucru. Este si cazul cuplului datorat frecarilor.

1.3.5. Stabilitatea statica de functionare

Conform relatiei 1.9, viteza de regim stationar a unei actionari este atinsa atunci când cuplul dezvoltat de motor este egal cu cel cerut de catre sarcina. Aceasta viteza, numita ***viteza de echilibru***, este viteza corespunzatoare punctului de functionare în care actionarea va reveni, dupa aparitia unei mici perturbari externe (*variatia tensiunii de alimentare, mici vibratii, etc.*). Analiza stabilitatii actionarii într-un punct de functionare se face pe baza conceptului de ***stabilitate statica de functionare***, cu folosirea caracteristicilor viteza - cuplu stationare atât pentru masina, cât si pentru sarcina. Se presupune ca îndepartarea fata de acest punct de echilibru se face de-a lungul caracteristicilor stationare. Daca notam cu indicele ***e*** variabilele la echilibru, atunci avem:

$$M_e = M_{s_e} \tag{1.10}$$

$$\left.\frac{d\Omega_m}{dt}\right|_{echilibru} = 0 \tag{1.11}$$

In cazul aparitiei unei perturbatii, cuplul motorului, cel al sarcinii si respectiv viteza, vor fi perturbate de catre marimile notate aici cu: Δm, Δm_S si $\Delta\Omega_m$. Relatia 1.9 devine:

$$M_e + \Delta m = M_{s_e} + \Delta m_S + J\frac{d(\Omega_m + \Delta\Omega_m)}{dt} \tag{1.12}$$

iar din relatiile 1.10, 1.11 si 1.12 rezulta ecuatia diferentiala a unor mici pertubatii în jurul punctului static de functionare (*a punctului de echilibru*):

$$J\frac{d(\Delta\Omega_m)}{dt} + \Delta m_s - \Delta m = 0 \qquad (1.13)$$

Pentru variatii foarte mici, caracteristicile motorului si ale sarcinii pot fi considerate lineare si atunci putem scrie:

$$\Delta m = \left(\frac{dm}{d\Omega_m}\right) \cdot \Delta\Omega_m \qquad (1.14)$$

$$\Delta m_s = \left(\frac{dm_s}{d\Omega_m}\right) \cdot \Delta\Omega_m \qquad (1.15)$$

Valorile din paranteze reprezinta tangentele la caracteristicile *viteza - cuplu*, pentru punctul considerat. Inlocuind ultimile doua relatii în ecuatia 1.13 se obtine:

$$J\frac{d(\Omega_m)}{dt} + \left(\frac{dm_s}{d\Omega_m} - \frac{dm}{d\Omega_m}\right) \cdot \Delta\Omega_m = 0 \qquad (1.16)$$

Daca pentru aceasta ecuatie diferentiala punem conditia initiala ca la $t = 0$, $\Delta\Omega_m = 0$, se obtine solutia:

$$\Delta\Omega_m = \Delta\Omega_{m0} \cdot e^{-\frac{1}{J}\cdot\left(\frac{dm_S}{d\Omega_m} - \frac{dm}{d\Omega_m}\right)\cdot t} \qquad (1.17)$$

Punctul de echilibru se defineste a fi ***static stabil***, daca $\Delta\Omega_m$ tinde catre zero când timpul ***t*** tinde catre infinit în relatia 1.17. Acest lucru are loc atunci când paranteza din relatia anterioara ia o valoare pozitiva:

$$\left(\frac{dm_s}{d\Omega_m} - \frac{dm}{d\Omega_m}\right) > 0 \qquad (1.18)$$

Rezulta ca la o crestere a valorii vitezei actionarii Ω_m, variatia cuplului de sarcina ***trebuie*** sa fie mai mare decât cea a motorului, facilitând revenirea în punctul de functionare initial. Tinând cont de aceste consideratii, în figura 1.9 sunt exemplificate doua puncte de functionare stabile (*A* si *C*) si unul instabil (*B*).

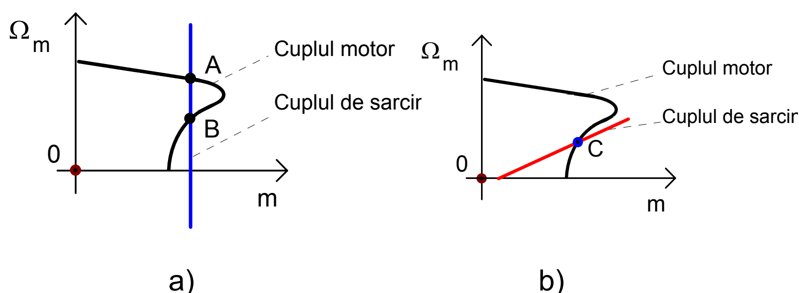


Fig. 1.9. Stabilitatea statica de functionare.

1.4. SISTEMUL CONVERTOR - MAŞINA

Motoarele cele mai folosite în cadrul sistemelor de actionare electrica reglabile sunt masinile asincrone, masinile de curent continuu si masinile sincrone. Pentru a realiza sisteme de actionare electrica reglabile, este nevoie fie de surse de tensiune continua reglabila, fie de surse de tensiune alternativa reglabila sau/si frecventa reglabila. Sursa de tensiune disponibila în majoritatea cazurilor este o sursa de tensiune alternativa de amplitudine si frecventa fixe. Totusi, uneori sunt disponibile si surse de tensiune continua fixa. Acest aspect a facut necesara realizarea a diferite tipuri de convertoare de putere. In tabelul 1.1, sunt prezenate

principalele tipuri de convertoare utilizate împreuna cu functiunile acestora si cu domeniul de aplicatie.

Domeniul de functionare al sistemului de actionare electrica este impus de regimul de lucru. Astfel, pe durata unor procese tranzitorii precum frânarea, accelerarea, reversarea sau schimbarea treptei de viteza, se poate permite cresterea curentului unei masini de curent continuu, spre exemplu, de circa ***2*** pâna la ***3,5 ori***, datorita capacitatii sale termice. Daca nu este necesar un raspuns rapid al sistemului, atunci curentul se va limita la valoarea nominala a curentului masinii. Pentru oricare dintre cazuri, valoarea de proiectare a convertorului corespunde valorii maxime a curentului din masina, lucru care influenteaza pretul de cost al întregii actionari.

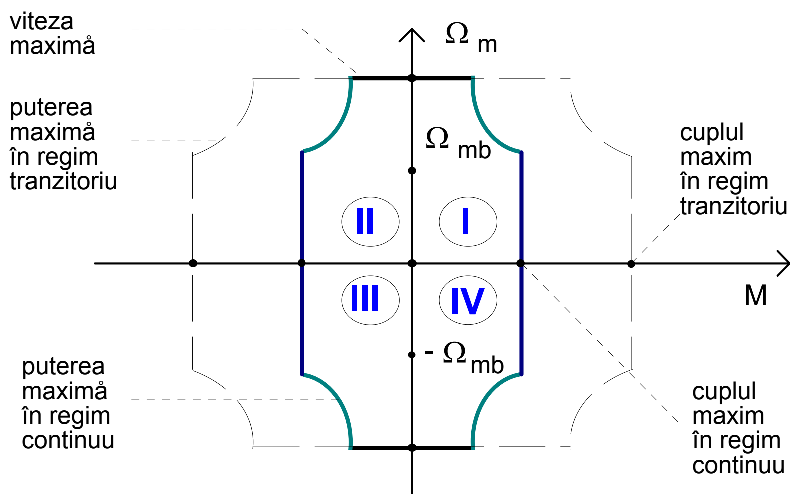


Fig. 1.10. Caracteristicile limita de viteza, cuplu si putere, în regim continuu si tranzitoriu.

In figura 1.10 este prezentat planul caracteristicilor mecanice împreuna cu limitarile de cuplu si putere pentru viteze mai mici si mai mari decât viteza de baza a motorului.

Prin ***viteza de baza a masinii*** se întelege cea mai mare viteza în conditii de flux si tensiune nominale (*fara slabire de flux*). Deasupra acestei valori a vitezei, masina este alimentata numai cu tensiunea nominala.

Viteza maxima este impusa de forta centrifuga ce actioneaza asupra înfasurarilor rotorice, a lamelelor de colector si asupra tuturor pieselor aflate în miscare de rotatie. Caracteristica limita de putere constanta este datorata încalzirilor ce pot apare la functionarea cu sarcina constanta. In general, masinile sunt proiectate sa functioneze în serviciul ***S1***. Corespunzator caracteristicii limita de cuplu constant, se pune în evidenta scaderea de putere ce apare la masinile autoventilate si care functioneaza la viteze mult mai mici decât viteza de baza. In plus fata de aceste limitari, în unele cazuri exista si o limitare datorata proastei comutatii. Astfel, în zona delimitata de aceste caracteristici poate exista orice punct de functionare al sistemului de actionare electrica (*prin* ***punct de functionare*** *al unei actionari, se întelege punctul de intersectie al caracteristicii mecanice a masinii cu cea a sarcinii*).

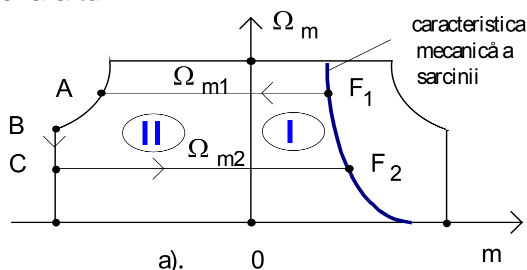
Utilizarea convertoarelor de putere bazate pe dispozitive semiconductoare în sistemele de actionare electrica prezinta atât avantaje, cât si dezavantaje. La iesirea acestora, exista armonici de curent, armonici care conduc la aparitia unor fluctuatii de tensiune si produc perturbatii în domeniul de radiofrecventa. Altele „*sufera*" de un factor de putere redus.

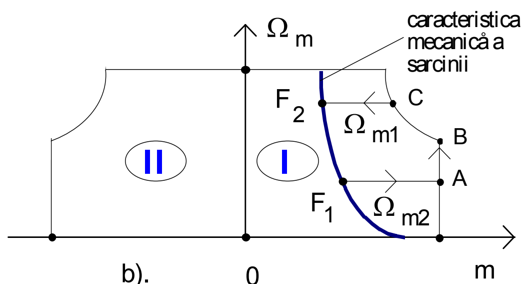
Dintre avantajele cele mai importante ale convertoarelor folosite în sistemele de actionare electrica, mentionam: randament si raspuns foarte bune, gabarit si greutate mica, întretinere usoara, fiabilitate ridicata, zgomot redus, comanda flexibila. Datorita acestor avantaje si în ciuda dezavantajelor, convertoarele semiconductoare de putere s-au impus si au înlocuit convertoarele de putere clasice, bazate în pricipal pe amplificatoarele magnetice.

1.5. REGLAREA VITEZEI UNUI SISTEM DE ACTIONARE ELECTRICA

In anumite sisteme nu este nevoie de reglare de viteza si atunci masina functioneaza la nominal, nemaifiind nevoie de conectarea unui convertor între sursa de alimentare si masina. Convertorul ar putea fi totusi util doar pentru regimurile de pornire, frânare si oprire.

Un sistem de actionare electrica de viteza reglabila se numeste *de **putere constanta***, daca capabilitatea de putere maxima a actionarii nu se modifica de la functionarea în gol, la functionarea în sarcina. Termenul de putere constanta se refera la capabilitatea maxima de putere si nu la puterea efectiva de la iesire, care poate varia de la un regim de functionare la altul.





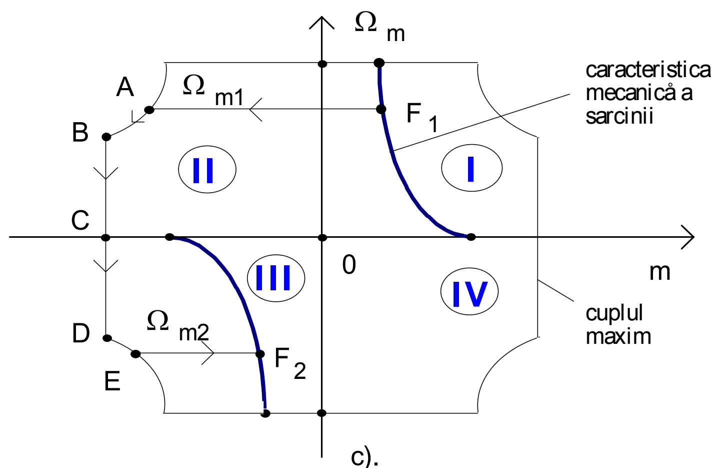


Fig. 1.11. Diferite posibilitati de variatie a vitezei
a) reducerea vitezei; b) cresterea vitezei; c) reversarea vitezei.

Gama de reglare a vitezei este definita de raportul dintre viteza minima reglata si cea maxima si variaza de la o aplicatie la alta.

In figura 1.11 sunt reprezentate modalitatile de realizare a tranzitiei de la o viteza la alta. Aceste tranzitii pot fi clasificate astfel:

- reducerea vitezei (*figura 1.11.a*);
- cresterea vitezei (*figura 1.11.b*);
- reversarea vitezei (*figura 1.11.c*);

Daca aceste tranzitii trebuie realizate într-un timp minim, atunci pe durata regimului pot fi atinse limitele trasate cu linie punctata din figura 1.10.

1.6. SPECIFICATIILE NECESARE UNUI SISTEM DE ACTIONARE ELECTRICA

Scopul unei actionari este de a antrena sarcina de o asemenea maniera, încât sa fie îndeplinite cerintele initiale. Astfel, multe dintre specificatiile actionarii sunt impuse de catre "***cerintele sarcinii***", cerinte care sunt prezentate sintetic în tabelul 1.2.

1.7. ELEMENTE DE MECANICA ACTIONARII

1.7.1. Legile miscarii corpului solid

In paragraful 1.3.1 a fost prezentata ecuatia de miscare, pornind de la legea fundametala a dinamicii. Daca formula 1.1.b. este pentru o miscare de rotatie, în cazul unei miscari rectilinii, ecuatia este (*relatia 1.1.a*):

$$f - f_s = m\frac{dv}{dt} \tag{1.19}$$

Aceste ecuatii sunt utile în studierea proceselor tranzitorii. Cuplul care actioneaza asupra unui corp este definit astfel:

$$M = \int_V \left(\overline{r} \, x d\overline{f} \right) = \int_V r \cdot ds \cdot \sin\left(\overline{r} \hat{,} d\overline{s} \right) = \int_V r \cdot a_t \cdot dm = \quad (1.20)$$
$$= \int_V r \cdot r\varepsilon \cdot dm = \int_V \varepsilon \cdot r^2 \cdot dm$$

Conform acestei relatii, se defineste momentul de inertie axial al unui corp fata de o axa de rotatie ce trece prin centrul de greutate al sau si care în cazul nostru, este arborele masinii:

$$J = \int_V r^2 \cdot dm \quad (1.21)$$

unde : ***dm*** este masa elementului de volum situata la distanta ***r*** de ax.

Daca consideram masa concentrata într-un punct la distanta ***r*** de ax, atunci pentru momentul de inertie se obtine urmatoarea relatie:

$$J = mr^2 = \frac{G}{g} \cdot \left(\frac{D}{2} \right)^2 = \frac{GD^2}{4g} \quad (1.22)$$

cu ***J*** în *kgm*^{2}. Prin combinarea relatiilor 1.9, 1.22 si introducerea vitezei de rotatie în rot/min, rezulta:

$$m - m_s = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (1.23)$$

Aplicatie : Sa se gaseasca relatia momentului de inertie pentru un cilindru plin si unul gol.

1. *Cilindru plin* Daca raza cilindrului este ***R***, atunci putem scrie relatiile:

Aria cilindrului $A = \pi \cdot R^2$ (1.24)

Tabelul 1.2.

Volumul cilindrului $V = \pi \cdot R^2 \cdot L$ (1.25)

Masa cilindrului $m = \rho \cdot V$ (1.26)

$$J = \int_0^m r^2 dm = \int_0^{D/2} 2\pi r^3 L\rho dr = \left. \frac{2\pi L\rho \cdot r^4}{4} \right|_0^{D/2} = \frac{\pi L\rho D^4}{32} = \frac{\pi L\rho R^4}{2} = \frac{1}{2} \cdot mR^2 \quad (1.27)$$

Atunci când vorbim despre un punct material cu acelasi moment de inertie cu cel al corpului, putem defini ***raza de giratie***, care este:

$$R_G = \frac{R}{\sqrt{2}} \quad (1.28)$$

si ecuatia 1.27 devine: $J = \frac{GD_G^2}{4g}$ (1.29)

cu GD_G^2 moment de giratie.

2. *Cilindru gol*

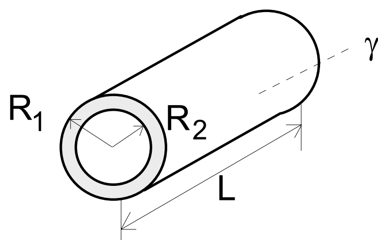


Fig. 1.12. Determinarea momentului de inertie
al unui cilindru gol.

$$J = \int_0^m r^2 dm = \int_{R_1}^{R_2} r^2 \cdot 2\pi L r \cdot \frac{\gamma}{g} \cdot dr \tag{1.30}$$

$$J = 2\pi L \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{R_2^4 - R_1^4}{4} \tag{1.31}$$

Dar:

$$G = \pi L \cdot \left(R_2^2 - R_1^2\right) \cdot \gamma \tag{1.32}$$

cu $\gamma = \rho \cdot g$, greutatea specifica a corpului. Rezulta aceeasi formula pentru momentul de inertie:

$$J = \frac{GD_G^2}{4g} \tag{1.33}$$

cu raza de giratie definita:

$$R_G^2 = \frac{R_1^2 + R_2^2}{2} \tag{1.34}$$

Observatie: Daca acest cilindru ar fi plin, atunci $\boldsymbol{R_1 = 0}$ si se obtine acelasi rezultat ca si la punctul anterior.

1.7.2. Raportarea cuplurilor si fortelor la acelasi arbore

Ecuatia 1.10 reprezinta ecuatia de echilibru a cuplurilor raportate la acelasi arbore. Acest lucru este necesar, datorita faptului ca de cele mai multe ori, diferitele parti componente aflate în miscare ale sistemului de actionare electrica, au viteze diferite. Pentru aceasta, se realizeaza o raportare a cuplurilor, fortelor, momentelor de inertie si a maselor, la acelasi arbore (*arborele masinii principale a actionarii*).

Pentru a deduce relatiile de raportare, vom considera schema din figura 1.14, un sistem de actionare cu transmisia realizata cu roti dintate. Problema se trateaza asemanator chiar daca este vorba de un alt tip de transmisie (*hidraulica, cu curele, pneumatica, etc.*).

Raportul de transmisie, ***i***, reprezinta de câte ori este mai mare viteza unghiulara a arborelui motorului decât cea a arborelui condus al masinii de lucru (*figura 1.13*).

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_s} \tag{1.35}$$

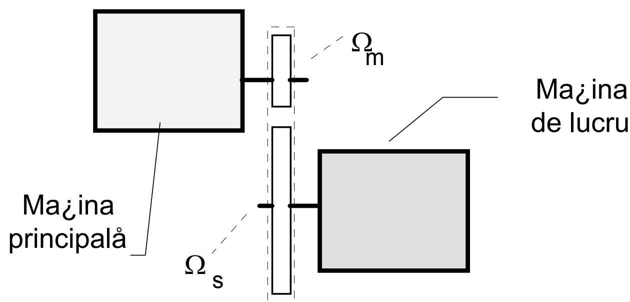


Fig. 1.13. Raportul de transmisie.

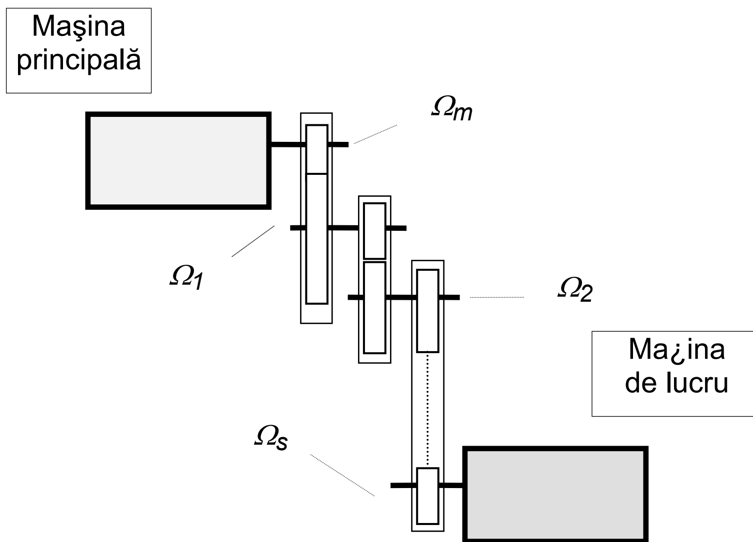


Fig. 1.14. Actionare electrica cu transmisie cu roti dintate.

Prin egalarea succesiva a puterilor la arbori (***Legea Conservarii Puterii***) si considerând transmisia ideala (*pierderi neglijabile în transmisie*), se obtine:

$$M \cdot \Omega_m = M_1 \cdot \Omega_1 = M_2 \cdot \Omega_2 = \cdots = M_s \cdot \Omega_s \qquad (1.36)$$

rezultând cuplul de sarcina raportat la arborele motorului:

$$M' = \frac{M_S}{i_1 \cdot i_2 \cdots i_n} = \frac{M_s}{i_{total}} \qquad (1.37)$$

iar daca consideram o transmisie cu pierderi, atunci se obtine:

$$M' = \frac{M_s}{(i_1 \cdot i_2 \cdots i_n) \cdot (\eta_1 \cdot \eta_2 \cdots \eta_n)} = \frac{M_s}{i_{total} \cdot \eta_{total}} \qquad (1.38)$$

In cazul transmisiilor elastice, apare o diferenta între viteza reala a masinii de lucru si cea ideala. Acelasi fenomen

apare si în cazul transmisiilor cu curele, datorita efectului de patinare a curelei. De aceea este necesara introducerea notiunii de alunecare, definita cu ajutorul relatiei urmatoare:

$$s = \frac{\Omega_{s\ ideală} - \Omega_{s\ reală}}{\Omega_{s\ ideală}} \tag{1.39}$$

si care va modifica raportul de transmisie, astfel:

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_{s\ ideală} \cdot (1 - s)} \tag{1.40}$$

Unele sisteme de actionare realizeaza simultan cu transmisia de putere de la masina principala la cea de lucru si o transformare a miscarii de rotatie în miscare rectilinie. Este cazul podurilor rulante, a macaralelor, etc.

Relatia de raportare a cuplului cerut de catre sarcina, în aceste conditii, este:

$$M' = F_s \cdot \frac{v_s}{\Omega_m} \tag{1.41}$$

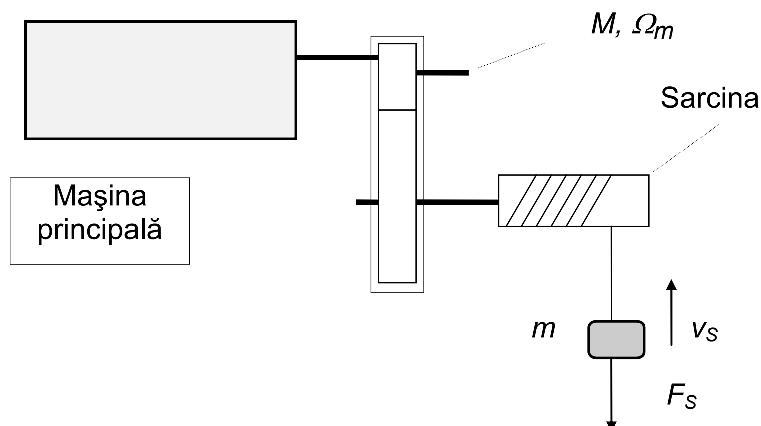


Fig. 1.15. Schema actionarii unui mecanism de ridicare.

1.7.3. Raportarea momentelor de inertie si masei la acelasi arbore

Pentru a deduce relatia de raportare a momentelor de inertie la un singur arbore, facem apel la *Legea Conservarii Energiei Cinetice*. Se obtine astfel un moment de inertie echivalent:

$$J_e \cdot \frac{\Omega_m^2}{2} = J_m \cdot \frac{\Omega_m^2}{2} + J_1 \cdot \frac{\Omega_1^2}{2} + J_2 \cdot \frac{\Omega_2^2}{2} + \cdots + J_n \cdot \frac{\Omega_n^2}{2} \quad (1.42)$$

$$J_e = J + J_1 \cdot \left(\frac{\Omega_1^2}{\Omega_m^2}\right) + J_2 \cdot \left(\frac{\Omega_2^2}{\Omega_m^2}\right) + \cdots + J_n \cdot \left(\frac{\Omega_n^2}{\Omega_m^2}\right) \quad (1.43)$$

Daca exista instalatii în care anumite componente executa o miscare de translatie, atunci se pune problema raportarii masei la arborele masinii principale a actionarii:

$$\frac{1}{2} \cdot J_e \Omega_m^2 = \frac{1}{2} \cdot m v_s^2 \quad (1.44)$$

se obtine:

$$J_e = m \frac{v_s^2}{\Omega_m^2} \quad (1.45)$$

iar daca consideram un cuplaj în trepte, o sarcina potentiala si randamentul transmisiei, atunci relatia globala a momentului de inertie total echivalent, raportat la arborele masinii este:

$$J_e = J_m + \sum_{k=1}^{n} J_k \cdot \frac{1}{\prod_{j=1}^{k} i_j^2 \cdot \eta_j} + \frac{m}{\eta} \cdot \frac{v_s^2}{\Omega_m^2} \quad (1.46)$$

unde : J_m este momentul de inertie al motorului;
v_S viteza sarcinii;
η_j randamentul unui etaj al transmisiei.

1.8. EFECTE TERMICE ÎN MAŞINILE ELECTRICE

1.8.1. Pierderile de putere si restrictiile de temperatura

Un criteriu important în proiectarea unui sistem de actionare electrica pe lânga cele mecanice, sau cele legate de transferul de putere, este si criteriul termic.

Materialele utilizate au diferite limite din punct de vedere termic. Importante sunt mai ales materialele izolante, care determina clasa de izolatie a masinii. ***Clasa de izolatie*** reprezinta o categorie folosita pentru caracterizarea materialelor izolante, care au aceeasi temperatura maxim admisibila. Exista ***7*** (*sapte*) clase de izolatie notate cu *Y*, *A*, *E*, *B*, *F*, *H* si *C*. Temperaturile si materialele corespunzatoare sunt prezentate în tabelul 3.

Cele mai întâlnite clase de izolatie sunt *A*, *E*, *B*, *F*, iar mai recent *H*. Principalele cauze ale pierderilor de putere ce apar în cazul masinilor electrice sunt:

- ***pierderile Joule***: pierderile termice din înfasurari, cabluri, contacte;
- ***pierderile la perii***: pierderi aproximativ constante, dar care depind de natura materialului din care sunt realizate periile si inelele colectoare;
- ***pierderile de frecare si ventilatie***: sunt de natura mecanica;
- ***pierderile în fier***: care sunt pierderi prin curenti turbionari si cele datorate fenomenului de histerezis. Ele sunt determinate de diferite proprietati de material si depind de amplitudinea si

frecventa câmpului magnetic ($P_{histerezis}$ ~ B^2, f si $P_{curenti\ Foucault}$ ~ B^2, f^2);

- ***pierderi suplimentare***: care reprezinta în general un procent de circa *0,5 - 1%* din puterea nominala a masinii si sunt considerate aproximativ constante, indiferent de regimul de lucru. Ele se datoreaza nesimetriilor electrice si constructive ale masinii.

Principalele marimi care influenteaza aceste pierderi sunt: viteza, cuplul de sarcina, precum si valorile efective ale curentului si tensiunii. Pentru tara noastra, temperatura de referinta fata de care se calculeaza temperatura de lucru a masinii, numita ***temperatura mediului ambiant***, notata si cu Θ_{ma}, are valoarea de $\mathbf{40^oC}$.

1.8.2. Incalzirea masinilor electrice

Pentru a analiza acest fenomen, se considera ipoteza simplificatoare, conform careia masina electrica este asociata cu un corp termic omogen.

Conform figurii 1.16, consideram un corp termic omogen cu suprafata ***A***, capacitatea termica *C*, masurata în $Ws/^oC$, temperatura medie la suprafata corpului Θ si temperatura mediului ambiant $\Theta_{ma} = 40^oC$. In timp ce corpul este încalzit cu puterea P_1, el emite prin convectie puterea termica P_2. Puterea termica, emisa prin fenomenul radiatie, este neglijabila deoarece se lucreaza în general la temperaturi joase, iar aceasta conform ***Legii Stefan - Boltzmann*** este proportionala cu puterea a patra a temperaturii absolute. Coeficientul de transfer termic este notat cu α si se masoara în $W/m^2\ ^oC$. Cu ajutorul ***Legii lui Fourier*** se poate descrie bilantul de putere:

$$C \cdot \frac{d\Theta}{dt} = p_1 - p_2 \qquad (1.47)$$

Caldura transferata prin convectie este proportionala cu diferenta de temperatura (*Legea lui Newton*):

$$p_2 = \alpha A \cdot (\Theta - \Theta_{ma}) \tag{1.48}$$

$$C\frac{d(\Theta - \Theta_{ma})}{dt} = p_1 - \alpha A \cdot (\Theta - \Theta_{ma})$$

$$C\frac{d(\Delta\Theta)}{dt} = p_1 - \alpha A \cdot \Delta\Theta$$

$$C\frac{d(\Delta\Theta)}{dt} + \alpha A \cdot \Delta\Theta = p_1 \qquad (1.49 - 1.52)$$

$$\frac{C}{\alpha A} \cdot \frac{d(\Delta\Theta)}{dt} + (\Delta\Theta) = p_1 / \alpha A$$

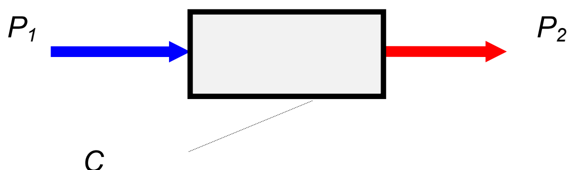


Fig. 1.16. Corp termic omogen.

Considerând conditiile initiale: $p_1 = p_{10}$ si $\Delta\Theta(0) = 0$, cu notatia $T_\Theta = C/\alpha A$, pentru constanta termica de timp, se obtine solutia:

$$\Delta\Theta(t) = \Delta\Theta_{final} \cdot \left(1 - e^{-t/T_\Theta}\right)$$
$$\Delta\Theta_{final} = \frac{p_{10}}{\alpha A} \qquad (1.53 - 1.54)$$

Schimbul de energie termica este prezentat în figura 1.17 sub forma ariei hasurate:

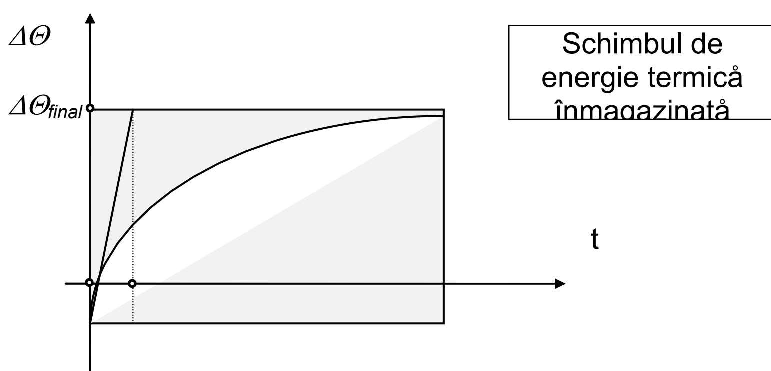


Fig. 1.17. Transferul termic.

1.8.3. Servicii de functionare

Masinile electrice folosite în sistemele de actionare electrica, pot fi suprasolicitate pentru o durata de timp bine determinata, fara a depasi temperatura limita de lucru. Acest aspect este deosebit de util atunci când este aleasa masina pentru o anumita aplicatie, aplicatie care presupune un anumit program de lucru.

Regimul de functionare al masinii reprezinta ansamblul tuturor valorilor numerice ale marimilor electrice si mecanice ce caracterizeaza functionarea acesteia.

Serviciul de functionare reprezinta o succesiune cu durate precizate a regimurilor de functionare, iar *serviciul tip de functionare* corespunde unei succesiuni normalizate, fiind un serviciu de functionare conventionala.

Pentru o alegere corecta a masinii, este necesar a se cunoaste diferitele servicii tip de functionare, servicii care caracterizeaza majoritatea aplicatiilor. Conform *STAS 1893-85*, exista opt servicii tip de functionare.

- ***Serviciul S1*** *- SERVICIUL CONTINUU*

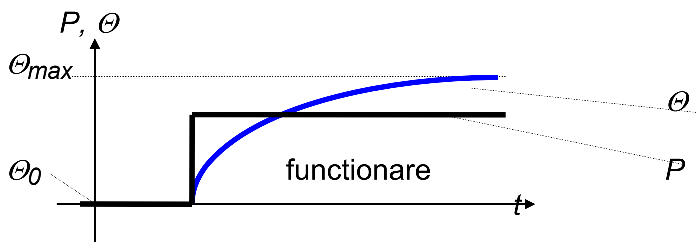


Fig. 1.18. Serviciul de functionare ***S1***.

Duarata de functionare este suficient de mare, astfel încât echilibrul termic este atins. $t_{functionare}$ > *(3 - 4)* constante termice de timp.

- ***Serviciul S2*** *- SERVICIUL DE SCURTA DURATA*

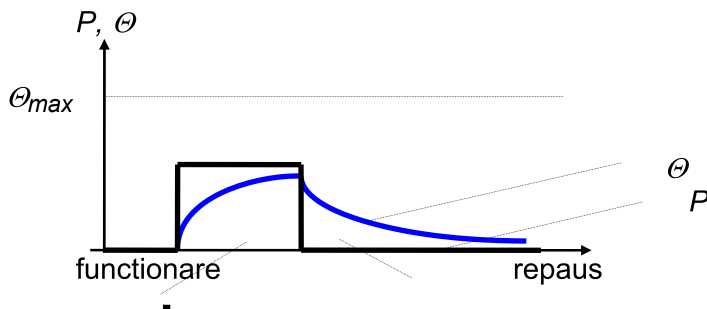


Fig. 1.19. Serviciul de functionare ***S2***.

Timpul de functionare este mic, astfel încât nu se ajunge la un echilibru termic, dar urmeaza o pauza suficient de mare, permitându-i masinii sa se raceasca complet. Timpul de functionare este normat la *10*, *30*, *60* sau *90* minute. Acest serviciu tip de functionare este întâlnit mai ales în cazul aplicatiilor electrocasnice.

- ***Serviciul S3*** - *SERVICIUL INTERMITENT PERIODIC*

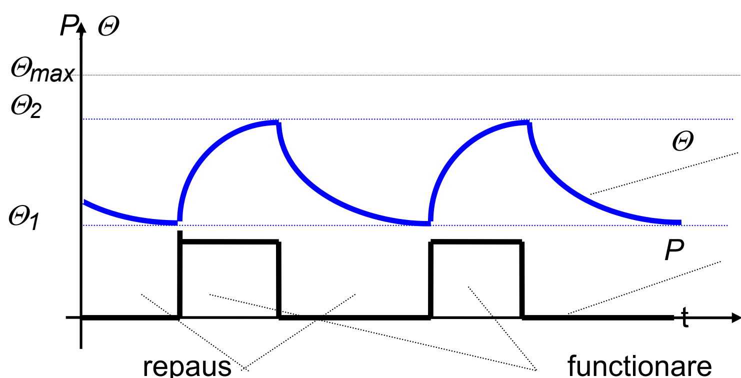


Fig. 1.20. Serviciul de functionare ***S3***.

Acest serviciu tip presupune existenta unei succesiuni de cicluri identice. Curentul de pornire nu produce încalziri excesive. Caldura degajata la pornire este de aproximativ *10%* din caldura degajata pe parcursul unui ciclu de functionare. Perioada standardizata a ciclului este de *10 minute*, iar durata de functionare este de *15*, *25*, *40*, sau *60%* din aceasta.

- ***Serviciul S4*** - *SERVICIUL INTERMITENT PERIODIC CU DURATA DE PORNIRE*

Ciclul de functionare este compus dintr-un timp de pornire important, unul de functionare în regim constant si un timp de pauza. Cantitatea de caldura degajata în cursul pornirii depaseste *10%* din cantitatea degajata pe durata unui ciclu complet. Perioada tipica a unui ciclu este de *10 minute*, iar cea de functionare poate fi de *15*, *25*, *40* sau *60%* din perioda ciclului.

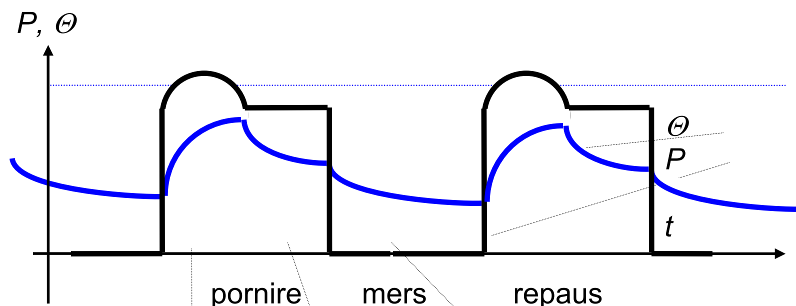


Fig. 1.21. Serviciul de functionare ***S4***.

- ***Serviciul S5*** - *SERVICIUL INTERMITENT PERIODIC CU DURATA DE PORNIRE şI FRÂNARE ELECTRICA*

Fata de serviciul tip ***S4***, în acest caz, perioada de functionare se termina printr-un regim de frânare electrica, pe durata caruia apare o degajare suplimentara de cadura.

- ***Serviciul S6*** - *SERVICIUL NEINTRERUPT CU SARCINA INTERMITENTA PERIODICA*

Ciclul de lucru contine un timp de functionare în sarcina si un altul de mers în gol. Intre cele doua momente de lucru în sarcina, masina nu are timpul necesar de a se raci complet.

- ***Serviciul S7** - SERVICIUL NEINTRERUPT CU DURATE DE PORNIRE şI FRÂNARE ELECTRICA PERIODICE*

Fata de serviciul tip *S5*, în acest caz nu exista perioade de repaus. Duratele de functionare sunt aceleasi ca la serviciul *S4*.

- ***Serviciul S8** - SERVICIUL NEINTRERUPT CU MODIFICAREA PERIODICA A VITEZEI*

Trecerea la functionare de la o viteza, la o alta viteza, se face trecând printr-un regim de frânare electrica sau de ambalare.

1.9. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE FOLOSITE ÎN SAE

Dispozitivele semiconductoare de putere au cunoscut o evolutie deosebit de dinamica în ultimii ani. Aceste dispozitive reprezinta de fapt ”*inima*” convertoarelor de putere folosite în sistemele de actionare electrica. Ele reprezinta, desigur, elementul cel mai delicat si mai fragil al convertorului. Pentru a realiza un convetor fiabil, rentabil din punct de vedere al pretului de cost si sigur în functionare, inginerul proiectant trebuie sa cunosca aceste elemente foarte bine si profund.

Aparitia în *1956* a tiristorului a dus la realizarea unei serii de dispozitive semiconductoare noi precum: tiristorul cu stingere pe poarta (*Gate Turn-Off thyristor - GTO*), tranzistorul bipolar de putere (*BJT*), tranzistorul bipolar cu poarta izolata (*Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT*), tranzistorul de putere si frecventa ridicata (*Static Iduction Transistor - SIT*), tiristorul cu autocontrol (*Static Induction THyristor - SITH*) si tiristorul controlat *MOS* (*MOS - controlled thyristor*).

In aceasta sectiune nu ne propunem sa prezentam caracteristicile si proprietatile diferitelor tipuri de dispozitive

semiconductoare, acest subiect facând obiectul unei alte tematici (intitulata chiar *Dispozitive Semiconductoare de Putere*). Totusi, consideram util a prezenta sumar câteva aspecte legate de aceste dispozitive si un tabel cu unele caracteristici mai importante:

Tiristorul este la baza un dispozitiv de tip *pnpn*. El intra în conductie în urma aplicarii unui impuls pozitiv pe poarta acestuia si a existentei unei tensiuni pozitive anod - catod. Impulsul se aplica prin intermediul unui etaj ce realizeaza o separare galvanica între dispozitivul de comanda pe grila si poarta tiristorului. Iesirea din conductie a sa, se face de regula cu ajutorul unui circuit suplimentar. Este folosit în general drept un comutator comandabil.

Tiristoarul cu stingere pe poarta *- GTO*, aparut pe la mijlocul anilor *'60*, este un dispozitiv care poate intra/iesi în/din conductie în urma aplicarii unui impuls pozitiv/negativ pe poarta sa. Dar, datorita pierderilor de comutattie importante, acest dispozitiv este folosit în general pâna la frecvente de circa *1-2 kHz*. Curentul de comanda pe poarta are cam acelasi ordin de marime cu cel corespunzator tiristoarelor. Pierderile din cadrul circuitelor de comutatie corespunzatoare tiristoarelor sunt mai mari decât în cazul *GTO* - urilor. Acest aspect conduce la realizarea unor *convertoare - GTO* cu gabarit mai mic si cu un randament global superior. De asemenea, putându-se lucra la frecvente mai mari de comutatie, performantele actionarii cresc, iar filtrele au un gabarit redus.

Tranzistorul bipolar cu poarta izolata *- IGBT* este la baza un hibrid ce combina atributele unui *MOSFET*, a unui *tranzistor bipolar de putere (BTJ)* si a unui *tiristor*. Aparut în *1983* pentru prima data, el are impedanta de intrare a unui *MOSFET* si caracteristicile de conductie ale unui *BTJ*, putând lucra la frecvente de comutatie chiar superioare acestuia din urma.

Tranzistorul SIT *(Static Induction Transistor)*, introdus pe piata în *1987* de *Tokin Corporation*, este un dispozitiv ce

poate lucra la frecvente foarte mari si reprezinta o varianta moderna a unei triode în tub vidat.

Tiristorul SITH *(Static Induction Thyristor)*, comercializat pentru prima data în *1988* de *Toyo Electric Company*, este un dispozitiv cu o comanda similara cu a unui *GTO*, dar cu o structura apropiata de cea a tranzistorului *SIT*.

Tiristorul MCT *(MOS Controlled Thyristor)*, realizat pentru prima data de *General Electric Company* în *1988*, poate fi comandat pentru intrarea sau iesirea din conductie printr-un impuls scurt pe o poarta de tip *MOS*. Din punctul de vedere al caracteristicilor de comutatie, are performante similare unui *IGBT*, dar caderea de tensiune în conductie este mai mica.

Toate dispozitivele semiconductoare de putere actuale folosesc în exclusivitate siliciul ca material de baza.

Se pare ca si în continuare el va pastra monopolul absolut în acest domeniu, desi unele rezultate importante s-au obtinut cu materiale precum: siliciu - arseniu sau diamant.

Deorece este greu de facut o comparatie între diferitele tipuri de dispozitive semiconductoare de putere, atât datorita variatiei în limite mari ale parametrilor acestora, a conditiilor de determinare a lor, cât si a variatiei parametrilor pentru un acelasi tip de dispozitiv, am prezentat succint în tabelele *1.4* si *1.5* o parte a caracteristicilor reprezentative ale unor dipozitive semiconductoare de putere.

1.10. PROBLEME

1.10.1. Probleme rezolvate

PR1. Cuplul dezvoltat de un motor în cadrul unui sistem de actionare electrica este de forma $M = a \cdot \Omega_m - b$, iar cuplul de sarcina este $M_S = c \cdot \Omega_m^2$, unde *a*, *b*, si *c*, sunt constante reale pozitive. Se cere:

a). sa se gaseasca vitezele de echilibru;
b). determinati stabilitatea statica a punctelor de echilibru.

Rezolvare : a). $M = M_S$, deci:

$$a \cdot \Omega_m - b = c \cdot \Omega_m^2$$

$$c \cdot \Omega_m^2 - a \cdot \Omega_m + b = 0$$

$$\Omega_{m_{1,2}} = \frac{a \pm \sqrt{a^2 - 4bc}}{2c}$$

b). presupunem ca are loc o crestere a vitezei masinii cu *10%*, adica noua viteza va fi de $1{,}1 \cdot \Omega_m$. In aceste conditii, pentru ca punctele considerate sa fie *static stabile*, conform relatiei *1.18*, variatia cuplului de sarcina trebuie sa fie mai mare decât cea a cuplului masinii:

$$\Omega_{m_1} \to 1{,}1 \cdot \Omega_{m_1}$$

$$M' - M = \left(1{,}1a \cdot \Omega_{m_1} - b\right) - \left(a \cdot \Omega_{m_1} - b\right) = 0{,}1a \cdot \Omega_{m_1}$$

$$M'_S - M_S = 1{,}21c \cdot \Omega^2_{m_1} - c \cdot \Omega^2_{m_1} = 0{,}21c \cdot \Omega^2_{m_1}$$

deci trebuie sa avem:

$$0{,}21c \cdot \Omega^2_{m_1} > 0{,}1a \cdot \Omega_{m_1}$$

$$0{,}21c \cdot \Omega_{m_1} > 0{,}1a$$

$$\Omega_{m_1} > 0{,}476 \cdot \frac{a}{c}$$

Punctul ***1*** va fi static stabil daca aceasta ultima relatie este verificata. Pentru al doilea punct vom avea:

$$\Omega_{m_2} > 0{,}476 \cdot \frac{a}{c}$$

$$\frac{a - \sqrt{a^2 - 4bc}}{2c} > 0{,}476 \cdot \frac{a}{c}$$

$$a - \sqrt{a^2 - 4bc} > 0{,}952 \cdot a$$

$$\sqrt{a^2 - 4bc} < 0{,}048 \cdot a$$

rezulta ca si în acest caz, stabilitatea statica este strâns legata de valorile constantelor, ele trebuind sa verifice ultima relatie.

PR2. Se considera sistemul de actionare din figura *1.15*, pentru care se neglijeaza pierderile datorate frecarilor. Transmisia este realizata cu o curea si doua roti cu diametrele $D_1 = 0{,}08\ m$ si respectiv $D_2 = 0{,}30\ m$. Randamentul transmisiei este de *93%*. Momentul de inertie al motorului este $J_m = 0{,}5\ kgm^2$, iar momentele de inertie ale rotilor se neglijeaza. Lungimea tamburului este $L_T = 0{,}5\ m$, diametrul $D_T = 0{,}20\ m$, iar masa ridicata de *150 kg*. Se cere:

a) sa se determine momentul de inertie al tamburului, stiind ca el este realizat din fier ($\rho = 8600\ kgm^{-3}$);

b) care este momentul de inertie total raportat la arborele motorului?

Rezolvare : a)

$$J_T = \int_0^m r^2 dm = \int_0^{D_T/2} r^2 \cdot 2\pi L_T \rho dr = 2\pi L_T \rho \cdot \left. \frac{r^4}{4} \right|_0^{D_T/2} = \frac{\pi L_T \rho D_T^4}{32}$$

$$J_T = 0{,}675\, kgm^2$$

b)

$$J_{total} = J_m + J'_S + J'_T$$

$$\frac{1}{2} \cdot J'_S \Omega_m^2 = \frac{1}{2} \cdot mv^2$$

$$J'_S = m \cdot \left(\frac{v}{\Omega_m} \right)^2 = m \cdot \left(\frac{\Omega_S \cdot D_T / 2}{\Omega_m} \right)^2 =$$

$$= m \cdot \left(\frac{\left(\Omega_m \cdot \frac{D_1}{D_2} \right) \cdot D_T / 2}{\Omega_m} \right)^2 = m \cdot \left(\frac{D_1 \cdot D_T}{4D_2} \right)^2$$

$$J'_T = J_T \cdot \left(\frac{\Omega_S}{\Omega_m} \right)^2 = J_T \cdot \frac{D_1^2}{D_2^2}$$

$$J_{total} = 0{,}4 + 150 \cdot \left(\frac{0{,}08 \cdot 0{,}2}{4 \cdot 0{,}3} \right)^2 + 0{,}675 \cdot \left(\frac{0{,}08}{0{,}3} \right)^2 = 0{,}475 kgm^2$$

PR3. Un motor electric de *3,5 kW* are la încalzire o constanta termica de T_Θ=*45 minute* si atinge o supratemperatura $\Delta\theta_{final}=40^oC$ fata de temperatura mediului ambiant când functioneaza continuu în plina sarcina. Ce putere va dezvolta motorul pe o durata de *15 minute*, la sfârsitul careia, supratemperatura sa este de 40^oC, daca temperatura initiala a motorului este egala cu temperatura mediului ambiant? Pierderile de putere se considera proportionale cu patratul puterii dezvoltate.

Rezolvare : solutia ecuatiei 1.47 este:

$$\Delta\Theta(t) = \Delta\Theta_{final} \cdot \left(1 - e^{-t/T_\Theta} \right)$$

daca $t \to \infty$, $\Delta\Theta = \Delta\Theta_{final1} = 45^o C$. Supratemperatura este proportionala cu pierderile de putere. Deci:

$$\Delta\Theta_{final} \sim P = k \cdot I^2 \sim P_1^2$$

rezulta:

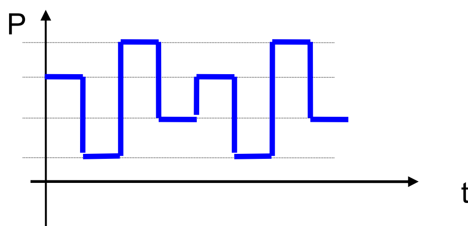
$$\frac{\Delta\Theta_{final1}}{\Delta\Theta_{final2}} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{k_1 I_1^2}{k_2 I_2^2} = \frac{P_1^2}{P_2^2}$$

$$\Delta\Theta_2 = \Delta\Theta_{final2} \cdot \left(1 - e^{-15/45}\right) = 40^o C$$

$$P_2 = P_1 \cdot \sqrt{\frac{\Delta\Theta_{final2}}{\Delta\Theta_{final1}}} = P_1 \cdot \sqrt{\frac{\Delta\Theta_2}{\left(1 - e^{-1/3}\right)} \cdot \frac{1}{\Delta\Theta_1}}$$

$$P_2 = 3{,}5 \cdot \sqrt{\frac{40}{\left(1 - e^{-1/3}\right)} \cdot \frac{1}{40}} = 6{,}574 kW$$

PR4. Diagrama de încarcare a unei masini electrice ce trebuie sa actioneze o anumita sarcina este prezentata în figura urmatoare. Pentru a aplatiza aceasta diagrama de lucru, se utilizeaza un volant cu moment mare de inertie, montat pe arborele masinii. Cu cât se vor reduce pierderile, respectiv cantitatea de cadura degajata, daca caracteristica din figura este plata (*exista doar o putere dezvoltata medie*)? Se considera tensiunea retelei constanta, randamentele elementelor sistemului de actionare constante si independente de viteza si momentele de inertie de asemenea constante.



Rezolvare : cantitatea de caldura degajata este proportionala cu pierderile de putere, deci si cu patratul puterii dezvoltate de catre masina.

$$Q_1 \sim \left(P_1^2 \cdot \frac{T}{4} + P_2^2 \cdot \frac{T}{4} + P_3^2 \cdot \frac{T}{4} + P_4^2 \cdot \frac{T}{4} \right) =$$

$$= \frac{T}{4} \cdot \left(P_1^2 + P_2^2 + P_3^2 + P_4^2 \right) =$$

$$= \frac{T}{4} \cdot \left(P_1^2 + 4P_1^2 + 9P_1^2 + 16P_1^2 \right) = 7,5 \cdot P_1^2 \cdot T$$

Utilizarea unui volant montat pe arborele motorului, ne conduce la:

$$Q_2 \sim P_{med}^2 \cdot T$$

$$P_{med} = \frac{P_1^2 + P_2^2 + P_3^2 + P_4^2}{4} = \frac{P_1 + 2P_1 + 3P_1 + 4P_1}{4} = 2,5 \cdot P_1$$

$$Q_2 \sim 6,25 \cdot P_1^2 \cdot T$$

Astfel, cantitatea de cadura degajata se va reduce cu:

$$\Delta Q = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1} \cdot 100 = \frac{7,5 - 6,25}{7,5} \cdot 100 = 16,67\%$$

PR5. Sa se determine constanta termica a motorului de curent continuu *MFD 112.2*, care are urmatoarele date: puterea nominala *11,1 kW*, masa *86 kg* si randamentul nominal de 85%. Masina functioneaza în serviciul *S1*, iar supratemperatura finala este $\Delta\theta_{final} = 50^oC$.

Rezolvare : Supratemperatura finala este direct proportionala cu pierderile de putere. Conform relatiei *1.54*, avem:

$$\alpha A = \frac{P_{10}}{\Delta\Theta_{final}}$$

Daca consideram o caldura specifica echivalenta pentru motor c_{echiv} = *0,43 kWs/kg°C*, atunci capacitatea termica va fi:

$$C = c_{echiv} \cdot m = 0,43 \cdot 86 = 36,98 kWs/^{o}C$$

si rezulta:

$$T = \frac{C}{\alpha A} = \frac{c_{echiv} \cdot m \cdot \Delta\Theta_{final}}{P_{1n} \cdot \left(\frac{1}{\eta_n} - 1\right)} = \frac{36,98 \cdot 1000 \cdot 50}{11,1 \cdot 1000 \cdot \left(\frac{1}{0,85} - 1\right)} = 943,93 s$$

ceea ce reprezinta aproximativ *15 minute si 44 secunde*.

1.10.2. Probleme propuse

PP1. Cuplul dezvoltat de un motor este $M = a\Omega_m + b$, iar cel al sarcinii este forma $M_S = c \cdot \Omega_m^2 + d \cdot \Omega_m + e$, unde *a*, *b*, *c*, *d* si *e* sunt constante reale pozitive. Se cere:

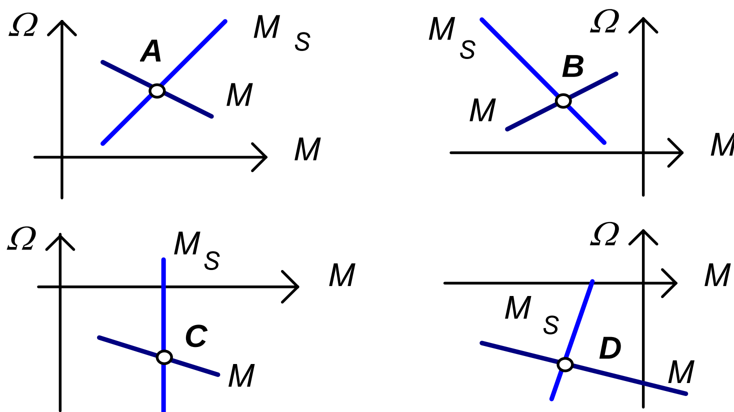
a) sa se gaseasca vitezele de echilibru;

b) ce relatie trebuie sa fie între constante, pentru ca ambele valori de viteza sa fie pozitive?

c) analizati stabilitatea statica de functionare a punctelor de echilibru.

PP2. Calculati puterea pe care o poate dezvolta o masina ce lucreaza în serviciul *S3*, daca ea a fost proiectata sa functioneze în serviciul *S1*. Pentru seviciul *S3*, se considera durata de functionare de *10 minute* si cea de repaus de *15 minute*.

PP3. Sa se analizeze stabilitatea statica a punctelor de functionare din figurile urmatoare:



1.11. BIBLIOGRAFIE

2. Bose B.K., ”Recent Advances in Power Electronics”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, nr. 1, Ian. 1992;
3. Bose B.K., ”Power Electronics and AC Drives”, Prentice-Hall, 1986;
4. Dubey G.K., Doradla S.R., Joshi A., Sinha R.M.K., ”Thyristorised Power Controllers”, Willey Eastern, 1986;
5. Dubey G.K., ”Power Semiconductor Controlled Drives”, Prentice-Hall, Inc., 1989;
6. Fransua Al., Magureanu R. ”Masini si actionari electrice”, Ed. Tehnica, 1986;
7. Fransua Al., Magureanu R., Tocaci M., ”Masini si actionari electrice. Culegere de probleme, E.D.P.B., 1980;
8. Hoft, R.G., ”Semiconductor Power Supplies”, New York, Van Nostrand, 1986;
9. Kelemen A., Imecs, M., ”Electronica de putere”, E.D.P.B., 1983;
10. Kelemen A., ”Actionari electrice”, E.D.P.B., 1979;
11. Leonhard W., ”Control of Electrical Drives”, Spriger Ferlag, 1985;
12. Navrapescu V., ”Referatele 1 si 2 de doctorat”, Sept. 1994;
13. Ogata K., ”Modern Control Engineering”, Prentice-Hall, Inc., 1970;
14. Tunsoiu Gh., Seracin E., Saal C., ”*Actionari Electrice*”, EDPB, 1982.

CAPITOLUL 2

MASINI DE CURENT CONTINUU FOLOSITE ÎN SISTEMELE DE ACTIONARI ELECTRICE

2.1. RELATIILE REGIMULUI STATIC DE FUNCTIONARE

Cel mai mare numar de sisteme de actionari electrice cu viteza reglabila folosesc masinile de curent continuu. Aceasta se datoreaza în principal performantelor obtinute în regimurile de pornire, frânare si reversare, prin folosirea unei comenzi mai simple si mult mai ieftine decât în cazul actionarilor cu masini asincrone.

2.1.1. Masini de curent continuu cu excitatie separata si derivatie

Atât pentru masinile de curent continuu cu excitatie separata (*sau independenta*), cât si pentru masinile de curent continuu cu excitatie derivatie, relatiile scrise pentru regimul static de functionare pentru circuitul indusului sunt aceleasi. Schemele celor doua tipuri de masini sunt prezentate în figura 2.1.

Relatiile regimului stationar sunt scrise tinând seama de urmatoarele ipoteze de lucru:

- reactia indusului este neglijabila, ceea ce implica $\Phi = constant$ (*relatie ce este valabila fara aproximare pentru masinile compensate*);
- datorita inertiei mecanice mari, putem considera constanta viteza unghiulara Ω a masinii de curent continuu;
- masina este alimentata cu tensiune continua;
- circuitul magnetic al masinii este fara remanenta sau histerezis;

- caderea de tensiune la perii este constanta si are o valoare cuprinsa de obicei în gama $\Delta U_p = 1 \div 2{,}5V$.

  Aceasta valoare depinde de rezistenta nelineara a contactului perie - colector si de natura materialelor aflate în contact. Pentru masinile care sunt alimentate la o tensiune mai mare de *120 V*, aceasta marime se poate neglija;
- daca în regim stabilizat de functionare curentul prin indusul masinii este aproximativ constant, atunci caderea de tensiune pe inductivitatea înfasurarii masinii este zero ($L_A \cdot (di_A / dt) = 0$).

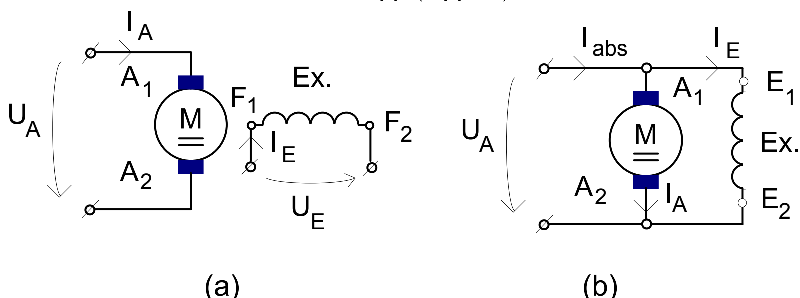


Fig. 2.1. Masini de curent continuu cu excitatie separata (a) si derivatie (b).

Considerând circuitul echivalent al indusului masinii de curent continuu (*figura 2.2*), pentru regimul de motor, putem scrie urmatoarele relatii:

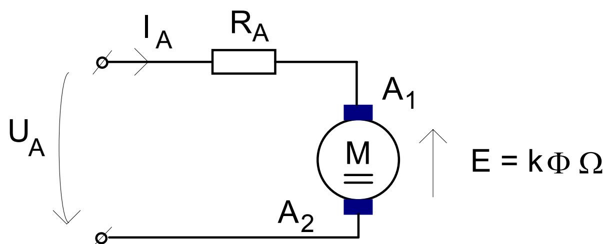


Fig. 2.2. Circuitul echivalent al indusului masinii de c.c. pentru regimul stabilizat de functionare.

$$U_A = R_A I_A + E + \Delta U_p$$
$$E = \frac{p}{2\pi a} N \cdot \Phi \cdot \Omega = k\Phi \cdot \Omega \qquad (2.1 - 2.4)$$
$$M = k\Phi \cdot I_A$$
$$M = M_S$$

unde: U_A tensiunea de alimentare;
I_A curentul din indusul masinii de curent continuu;
R_A rezistenta indusului;
Ω viteza unghiulara a masinii;
M cuplul dezvoltat de catre masina;
M_S cuplul de sarcina;
E tensiunea electromotoare indusa de fluxul de excitatie;
p numarul de perechi de poli;
a numarul de perechi de cai de curent în paralel;
N numarul total de conductoare ale înfasurarii indusului;
Φ fluxul de excitatie al masinii (*reactia indusului neglijabila*).

Din relatiile anterioare, pentru viteza unghiulara rezulta urmatoarele expresii:

$$\Omega = \frac{U_A}{k\Phi} - \frac{R_A}{k\Phi} \cdot I_A$$
$$\Omega = \frac{U_A}{k\Phi} - \frac{R_A}{(k\Phi)^2} \cdot M_A \qquad (2.5 - 2.6)$$

unde: $\frac{U_A}{k\Phi}$ se noteaza cu Ω_0 si se numeste *viteza de mers în gol* a masinii.

Constanta electrica a masinii ***kΦ***, notata cu ***K***, corespunzatoare fluxului nominal, se poate determina cu ajutorul relatiei:

$$K = k\Phi = \frac{U_{An} - R_A I_{An}}{\Omega_n} \tag{2.7}$$

Pentru determinarea ***caracteristicii mecanice*** a masinii ($\Omega - M$), este necesar a se cunoaste rezistenta indusului. Daca valoarea ei nu este scrisa pe placuta indicatoare a masinii, atunci ea poate fi aproximata cu relatia:

$$R_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{An} I_{An} - P_n}{I_{An}^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{An}}{I_{An}} \cdot (1 - \eta_n) \tag{2.8}$$

unde: η_n randamentul nominal al masinii, (*marimile notate cu indicele n, fiind marimile nominale)*.

Conform relatiei 2.8 pentru calcule ingineresti si cu o precizie suficient de buna, se poate considera ca ***jumatate din pierderile totale ale unei masini de curent continuu, este reprezentata de pierderile prin efect Joule în indusul acesteia***.

Caracteristica mecanica a masinii de curent continuu cu excitatie separata este prezentata în figura 2.3 (*pentru masina cu excitatie derivatie caracteristica este asemanatoare*).

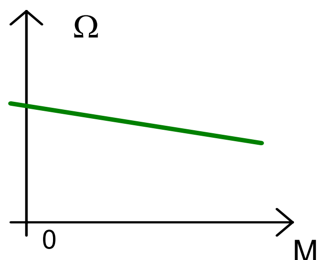


Fig. 2.3. Caracteristica mecanica a unei masini de curent continuu cu excitatie separata.

Caracteristica mecanica este o dreapta ce are punctele de intersectie cu axele de coordonate conform relatiei 2.6, fixate la valorile:

$$\Omega_0 = \frac{U_{An}}{k\Phi} \quad \text{si} \quad M_{pn} = \frac{U_{An}}{R_A} \cdot k\Phi \tag{2.9}$$

Rigiditatea caracteristicii mecanice (***rcm***) se defineste astfel:

$$rcm = \frac{\Omega_0 - \Omega_n}{\Omega_0} \cdot 100 = \frac{\frac{U_{An}}{k\Phi} - \frac{U_{An} - R_A I_{An}}{k\Phi}}{\frac{U_{An}}{k\Phi}} \cdot 100$$
$$= \frac{R_A I_{An}}{U_{An}} \cdot 100\% \tag{2.10}$$

Valori uzuale ale rigiditatii caracteristicii mecanice ale unei masini de curent continuu cu excitatie separata sau derivatie, sunt cuprinse în gama $5 \div 10\%$.

Puterea electromagnetica se calculeaza cu relatia (*este egala cu puterea mecanica totala dezvoltata de masina*):

$$P = E \cdot I_A = k\Phi \cdot \Omega \cdot I_A = k\Phi \cdot I_A \cdot \Omega = M \cdot \Omega \tag{2.11}$$

iar cuplul nominal la arborele masinii, cu relatia:

$$M_n = \frac{P_n}{\Omega_n} \tag{2.12}$$

Masina de curent continuu este proiectata a lucra în serviciul de functionare ***S1***, urmarind a obtine un randament de functionare cât mai bun. Daca masina ar functiona la puterea maxima pe care o poate dezvolta ($P_{max} = 0{,}25 \cdot U_{An}^2 / R_A$), randamentul conversiei

electromecanice ar fi foarte scazut. De aceea, zona de lucru uzuala este limitata la o valoare maxima a curentului prin indusul masinii de aproximativ $(1{,}5 \div 2)\ I_{An}$.

Exprimarea relatiei ce defineste caracteristica mecanica în unitati relative este mai comoda. Avantajele utilizarii marimilor relative sunt: toate marimile au dimensiunea maxima egala cu ***1*** (*unitatea*); analiza fenomenelor se poate face fara a mai dimensiona fiecare marime în parte; comportamentul unor masini si a unor sisteme diferite, cu valori nominale diferite, pot fi mult mai usor comparate; aceasta exprimare se preteaza foarte bine la realizarea unei simulari si a unei implementari numerice a întregului sistem.

Valorile la care se fac raportarile pentru sistemele cu masini de curent continuu, sunt valorile nominale ale cuplului, rezistentei, tensiunii si curentului, respectiv viteza de mers în gol. ***Rezistenta nominala*** este considerata rezistenta fictiva pe care ar trebui sa o aiba indusul masinii, atunci când alimentata cu tensiunea nominala, indusul este strabatut de curentul nominal, rotorul masinii fiind calat.

$$R_{An} = \frac{U_{An}}{I_{An}} \qquad (2.13)$$

Daca notam cu litere mici marimile raportate, obtinem pentru relatiile 2.5 si 2.6, urmatoarele expresii:

$$\begin{aligned} \nu &= 1 - r_A m \\ \nu &= 1 - r_A i_A \end{aligned} \qquad (2.14 - 2.15)$$

În aceste relatii cuplul electromagnetic si curentul prin indusul masinii au aceeasi valoare:

$$m = \frac{M}{M_n} = \frac{k\Phi \cdot I_A}{k\Phi \cdot I_{An}} = \frac{I_A}{I_{An}} = i_A \qquad (2.16)$$

daca fluxul de excitatie este egal cu cel nominal.

2.1.2. Masini de curent continuu cu excitatie serie si mixta

Schemele electrice pentru masinile cu excitatie serie si mixta sunt prezentate în figura 2.4:

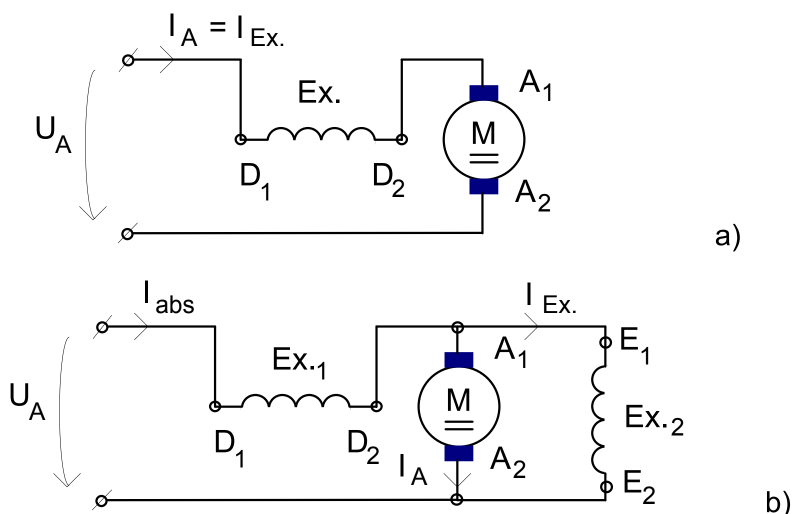


Fig. 2.4. Schema electrica a masinii de curent continuu cu excitatie serie (a) si mixta (b).

Ecuatiile 2.1 - 2.4, de la masina cu excitatie separata ramân aceleasi, cu deosebirea ca de aceasta data fluxul total depinde de încarcarea masinii (*deoarece curentul de excitatie este identic cu cel prin indusul masinii - figura 2.4.a*), iar în locul rezistentei $\boldsymbol{R_A}$, acum avem $\boldsymbol{R_A+R_E}$.

Datorita fenomenului de saturatie (*înfasurarea de excitatie este strabatuta de curentul principal*), determinarea caracteristicii mecanice a masinii cu excitatie serie nu se mai poate realiza pe cale analitica.

Expresia caracteristii mecanice este:

$$\Omega = \frac{U_A}{k\Phi} - \frac{(R_A + R_E) \cdot I_A}{k\Phi} \tag{2.17}$$

$$\Omega = \frac{U_A}{k\Phi} - \frac{(R_A + R_E) \cdot M}{(k\Phi)^2} \tag{2.18}$$

Din ultima relatie se observa ca în absenta cuplului de sarcina (I_A=*0*), viteza masinii ar creste foarte mult. De aceea, nu este permisa *functionarea în gol* a masinii cu excitatie serie. Caracteristica mecanica a masinii, prezentata în figura 2.5, este o caracteristica ”*moale*”. La sarcini mici corespund viteze mari, iar la sarcini mari, viteze mici, aspect deosebit de util mai ales în cazul sistemelor de tractiune electrica.

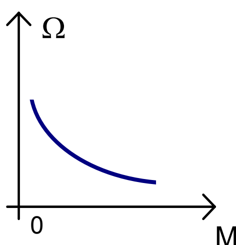


Fig. 2.5. Caracteristica mecanica a masinii de curent continuu serie.

Cuplul masinii serie poate fi scris astfel:

$$M = k\Phi \cdot I_A = k \cdot k_\Phi \cdot I_E \cdot I_A = M_{EA} I_E \cdot I_A = M_{EA} \cdot I_A^2 \tag{2.19}$$

unde: M_{EA} este o constanta egala cu produsul dintre $k = pN/2\pi a$ si k_Φ, constanta de proportionalitate cu fluxul, având dimensiunea unei inductivitati (*H*).

Daca pentru un sistem de actionare electrica este nevoie de o masina de curent continuu care sa aiba o caracteristica mecanica nici *dura* ca a masinii derivatie, dar nici *moale* ca a celei serie, atunci este utilizata o masina cu excitatie mixta (*figura 2.4.b*). Tinând cont de schema electrica

a masinii, ecuatiile de functionare se scriu usor cu ajutorul relatiilor prezentate în paragraful 2.1. Viteza de mers în gol este data în special de valoarea câmpului excitatiei derivatie, iar rigiditatea caracteristicii este influentata de excitatia serie a masinii. Acest tip de masina este utilizata si în aplicatiile în care sarcina prezinta variatii mari de la gol la nominal, regimurile de functionare repetându-se periodic. În aceste conditii, este montat un volant pe arborele motorului. Conform caracteristicii mecanice a masinii cu excitatie mixta, pe durata regimului de sarcina nominala, viteza actionarii ar scadea foarte mult. Atunci, un procent semnificativ al cuplului cerut de catre sarcina va fi furnizat cu ajutorul energiei înmagazinate în volant, energie “*refacuta*” pe durata regimului de functionare la gol.

Pentru toate tipurile de caracteristici mecanice prezentate în paragraful 2.1, putem defini notiunea de ***caracteristica mecanica naturala***. Ea este determinata pentru functionarea masinii la flux nominal, alimentata cu tensiunea nominala si fara înserierea de rezistente suplimentare pe circuitul indusului sau pe cel al excitatiei.

2.2. METODE DE PORNIRE A MASINII DE CURENT CONTINUU

2.2.1. Masini de curent continuu cu excitatie separata sau derivatie

Masinile de curent continuu se pot porni prin mai multe procedee:

- pornire prin conectare directa la reteaua de alimentare;
- pornirea reostatica (*se înseriaza cu indusul rezistente suplimentare*);
- pornirea prin variatia tensiunii de alimentare, fara înserierea de rezistente suplimentare.

Pe durata procesului de pornire curentul nu trebuie sa depaseasca o anumita valoare, deoarece astfel s-ar risca arderea izolatiei înfasurarilor masinii, a aparatelor de masura si control, realizarea unei comutatii necorespunzatoare (*foc circular la colector*), socuri mecanice mari, suprasolicitarea periilor, etc. În general, regimurile de pornire au loc fie la gol (*strunguri, compresoare*), fie la jumatatea valorii sarcinii nominale (*pompe, ventilatoare*), fie în plina sarcina (*mecanismele de ridicat, benzi transportoare*), sau fie chiar la sarcina mai mare decât cea nominala (*mori cu bile*).

2.2.1.1. Pornirea prin conectare directa la retea

Datorita simplitatii aparaturii de comutatie si a operatiilor de conectare, metoda pare la prima vedere a fi cea mai avantajoasa. *Dar*, socul de curent la conectare este important ($4 \div 6 I_{An}$), iar efectele sunt nedorite: foc circular la colector, care duce treptat la distrugerea acestuia; la instalatiile cu inertie mare, creste foarte mult temperatura înfasurarilor; aparatura de protectie si control este mai complicata; transmisia este puternic solicitata; reteaua trebuie sa fie suficient de ”*puternica*”.

Relatiile ce definesc regimul de pornire prin conectare directa sunt:

$$\begin{aligned} U_A &= R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + k\Phi \cdot \Omega \\ m &= k\Phi \cdot i_A = m_S + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \end{aligned} \qquad (2.20)$$

Schema folosita pentru pornirea prin conectare directa este:

Fig. 2.6. Schema secventiala de pornire prin conectare directa a masinii de curent continuu cu excitatie derivatie.

unde: *F* sigurante;
K bobinele contactoarelor de curent continuu, cu contactele lor;
S butoane de pornire/oprire.

Contactul normal deschis/închis, este un contact aflat în pozitia de deschis/închis când bobina contactorului (*sau releului caruia îi apartine*) este nealimentata (*este în stare normala*). Daca contactul normal deschis/închis este reprezentat pe un traseu vertical, atunci partea mobila a contactului se reprezinta în stânga/dreapta traseului, iar daca traseul este orizontal, reprezentarea se face deasupra/sub traseul considerat.

Legenda de sub schema reprezinta o ***harta a contactelor***. Cu ajutorul acesteia se poate gasi foarte usor pozitia în cadrul schemei a unui contact. Pentru contactul normal deschis se foloseste ca simbol o liniuta orizontala, respectiv o liniuta barata pentru cel normal închis. Aceste simboluri sunt puse pe o line verticala plasata sub bobina

contactorului (*sau a releului caruia îi apartin*) si este notata în dreptul fiecarei liniute coloana în care se afla contactul respectiv.

Functionarea schemei:

Prin apasarea butonului de pornire S_{p1} si datorita contactului normal închis K_2 din ramura ***5***, este alimentata bobina contactorului K_1. Astfel se închide contactul auxiliar K_1, din ramura ***6***, si se realizeaza ***automentinerea*** alimentarii bobinei contactorului K_1. În acelasi timp se închid si contactele de forta din ramura ***2***, conectând direct la reteaua de alimentare indusul masinii de curent continuu. Este de remarcat faptul ca excitatia masinii este alimentata de la aceeasi sursa de alimentare, dar imediat ce a fost închis întrerupatorul manual ***Q***, deci înaintea alimentarii indusului. Oprirea masinii se realizeaza prin oprire libera, masina fiind deconectata în urma apasarii butonului S_o. Ramurile ***7*** si ***8*** sunt similare cu ***5*** si ***6***, fiind folosite pentru alimentarea masinii cu tensiune inversa. Contactele K_1 si K_2 din ramurile ***7*** si respectiv ***5*** se numesc ***contacte de interblocare*** si nu permit contraconectarea în timpul functionarii masinii într-un anumit sens.

2.2.1.2. Pornirea reostatica

Aceasta metoda se bazeaza pe folosirea reostatelor de pornire care au rolul de a reduce valoarea curentului de pornire la valori acceptabile. Curentul maxim de pornire calculat cu relatia:

$$I_{p_{max}} = \frac{U_A}{R_A + R_p} \qquad (2.21)$$

sau cu:

$$i_{p_{max}} = \frac{I_{p_{max}}}{I_{An}} = \frac{U_A}{I_{An} \cdot (R_A + R_p)} \tag{2.22}$$

nu trebuie sa depaseasca valoarea de $1,5 \div 2,3$ ori valoarea curentului nominal al masinii, iar cel minim de pornire, trebuie sa fie mai mare decât cel al sarcinii (*de regula de* $1,05 \div 1,1$ *ori valoarea acestuia*).

Caracteristica reostatica de pornire este prezentata în figura 2.7. Pentru exemplificare, a fost ales un reostat de pornire cu doua trepte, cu valorile R_{p1} si respectiv R_{p2}, care sunt scoase succesiv din circuitul serie cu indusul masinii.

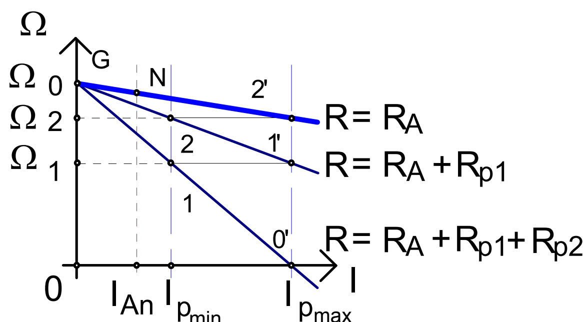


Fig. 2.7. Caracteristica reostatica de pornire.

Raportul dintre curentul maxim la pornire si cel minim se noteaza cu δ, iar daca consideram marimile scrise în unitati relative, atunci cu ajutorul relatiei 2.16 putem scrie:

$$\delta = \frac{i_{p_{max}}}{i_{p_{min}}} = \frac{m_{p_{max}}}{m_{p_{min}}} \tag{2.23}$$

La trecerile de pe o caracteristica de functionare pe o alta, consideram viteza unghiulara aproximativ constanta,

deci constanta va fi si tensiunea electromotoare corespunzatoare (*trecerile 1-1'si 2-2'*).

Folosind relatia 2.1 si observatia anterioara, se obtine:

$$\begin{aligned}(R_A + R_{p1} + R_{p2}) \cdot I_{p_{min}} &= (R_A + R_{p1}) \cdot I_{p_{max}} \\ (R_A + R_{p1}) \cdot I_{p_{min}} &= R_A \cdot I_{p_{max}}\end{aligned} \quad (2.24 - 2.25)$$

ceea ce conduce la:

$$\begin{aligned}(R_A + R_p) \cdot I^2_{p_{min}} &= R_A \cdot I^2_{p_{max}} \\ \delta^2 = \left(\frac{I_{p_{max}}}{I_{p_{min}}}\right)^2 &= \frac{R_A + R_p}{R_A} \\ U_A = I_{p_{max}} &\cdot (R_A + R_p)\end{aligned} \quad (2.26 - 2.28)$$

Pentru aflarea valorii treptelor reostatului de pornire, trebuie cunoscute doua dintre urmatoarele trei marimi: valoarea curentului minim de pornire, valoarea curentului maxim de pornire si respectiv numarul de trepte ale reostatului de pornire.

Cu ajutorul relatiilor 2.23 - 2.28, pentru valorile treptelor reostatului de pornire se obtin urmatoarele relatii:

$$\begin{aligned}R_{p1} &= R_A \cdot (\delta - 1) \\ R_{p2} &= R_A \cdot (\delta - 1) \cdot \delta\end{aligned} \quad (2.29)$$

relatia generalizata fiind:

$$R_{p_k} = R_A \cdot (\delta - 1) \cdot \delta^{k-1} \quad (2.30)$$

Pentru cazul în care se lucreaza cu marimi raportate, atunci pe baza relatiilor anterioare, obtinem:

$$r_A + r_p = \delta^2 \cdot r_A$$
$$r_A + r_p = \frac{1}{i_{p_{max}}} \qquad (2.31 - 2.33)$$
$$\delta = \sqrt[2]{\frac{1}{r_A \cdot i_{p_{max}}}}$$

iar relatia pentru o treapta a reostatului de pornire, la cazul general este:

$$r_{p_k} = r_A \cdot (\delta - 1) \cdot \delta^{k-1} \qquad (2.34)$$

Introducerea si respectiv scoaterea unor rezistente din circuitul indusului masinii de curent continuu cu excitatie separata, va modifica valoarea constantelor de timp electrice si electromecanice, definite cu relatiile:

$$T_A = \frac{L_A}{R_A}$$
$$T_{em} = \frac{J \cdot R_A}{(k\Phi)^2} \qquad (2.35 - 2.36)$$

Existenta unei trepte a reostatului de pornire în circuitul indusului va duce la micsorarea constantei electrice de timp si la cresterea celei electromecanice, astfel:

$$T_{A_k} = \frac{L_A}{R_A + R_{p_k}} \qquad (2.37)$$

$$T_{em_k} = \frac{J \cdot (R_A + R_{p_k})}{(k\Phi)^2} \qquad (2.38)$$

Conform acestei observatii, în figura 2.8 este prezentat modul de variatie al curentului prin indusul masinii si al vitezei acesteia în functie de timp, în cazul folosirii unui reostat de pornire cu doua trepte.

Pornirea reostatica automata a unei masini de curent continuu se poate realiza prin folosirea unor scheme de comanda secventiala. În literatura de specialitate sunt cunoscute mai multe solutii posibile pentru îndeplinirea acestui deziderat. Se poate realiza o pornire automata secventiala în functie de timp, în functie de viteza sau în functie de valoarea curentului.

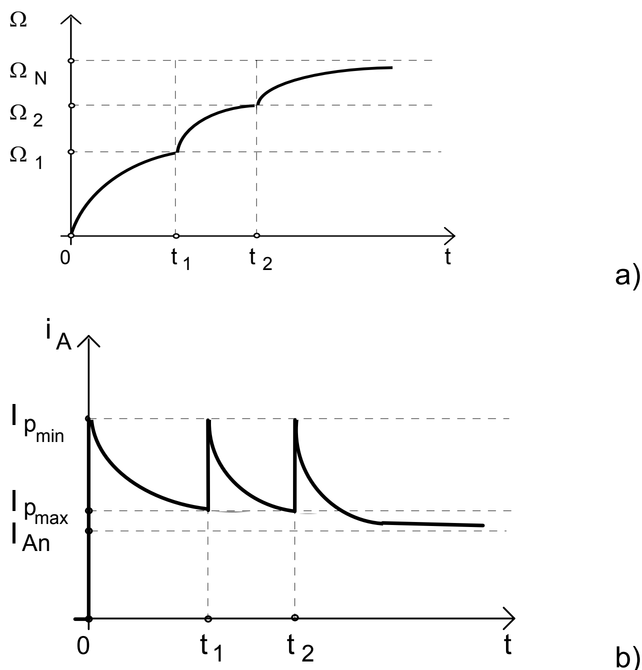


Fig. 2.8. Variatia curentului (a) si a vitezei (b) pentru o pornire reostatica.

Schema de comanda automata, pentru ***pornirea în functie de viteza*** a unei masini de curent continuu cu excitatie derivatie, este prezentata în figura 2.9.

***Functionarea schemei**:*

Prin închiderea întreruptorului ***Q***, excitatia masinii este alimentata, iar schema de comanda primeste si ea alimentare.

Daca este actionat butonul de pornire $\boldsymbol{S_p}$, contactorul $\boldsymbol{K_1}$ anclanseaza, masina fiind pornita cu întregul reostat de pornire înseriat cu indusul ei.

Pentru a realiza o comanda automata în functie de viteza, au fost folosite relee de tensiune. Acestea au posibilitatea reglarii valorii tensiunii de anclansare, valoare determinata în functie de viteza unghiulara a masinii cu ajutorul urmatoarelor relatii:

$$U_{K_{T1}} = k\Phi \cdot \Omega_1 + I_{A_{min}} \cdot (R_A + R_{p2} + R_{p3})$$
$$U_{K_{T2}} = k\Phi \cdot \Omega_2 + I_{A_{min}} \cdot (R_A + R_{p3}) \qquad (2.39 - 2.41)$$
$$U_{K_{T3}} = k\Phi \cdot \Omega_3 + I_{A_{min}} \cdot R_A$$

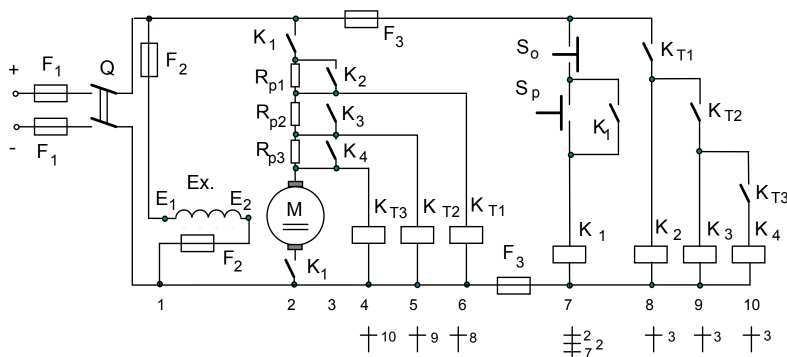


Fig. 2.9. Comanda pornirii reostatice în functie de viteza.

Anclansarea releelor de tensiune permite comanda închiderii circuitelor de alimentare a releelor din ramurile ***8***, ***9*** si respectiv ***10***, care scurtcircuiteaza treptele reostatului de pornire. Aceasta schema de comanda este folosita mai ales

pentru masinile de curent continuu cu excitatie derivatie de putere mica.

În figura 2.10, este prezentata o schema de comanda automata pentru ***pornirea în functie de curent*** a unei masini de curent continuu cu excitatie derivatie.

Functionarea schemei:

Releele de curent K_{I1} si K_{I2} se regleaza, astfel încât sa declanseze la valoarea minima a curentului de pornire, anclansarea producându-se la o valoarea mai mare. Închiderea întreruptorului general ***Q*** permite alimentarea excitatiei masinii si a schemei de comanda. La apasarea butonului de pornire S_p, motorul va fi alimentat cu cele doua trepte ale reostatului de pornire înseriate cu indusul. Curentul va creste la valoarea sa maxima de pornire, iar releul K_{I1} va anclansa, deschizându-si contactul sau din ramura ***7***.

Atunci când curentul va atinge valoarea sa minima pe durata procesului tranzitoriu, releul K_{I1} va declansa. Momentul acestei declansari are loc dupa închiderea prealabila a contactului normal deschis a releului de timp K_{T1} din ramura ***7***. Acest contact are un rol de protectie, astfel încât sa nu se permita alimentarea bobinei contactorului K_2 pâna când curentul nu a atins valoarea sa minima de pornire.

Pentru a asigura o corecta secventiere a închiderii si respectiv deschiderii contactelor din schema prezentata, au fost prevazute cele doua relee de timp K_{T1} si K_{T2}. În momentul în care curentul a atins valoarea sa minima de pornire si contactorul K_2 a primit alimentare, prima treapta a reostatului de pornire este scurtcircuitata.

Procesul decurge similar si pentru treapta a doua (*sau pentru mai multe trepte în cazul general*).

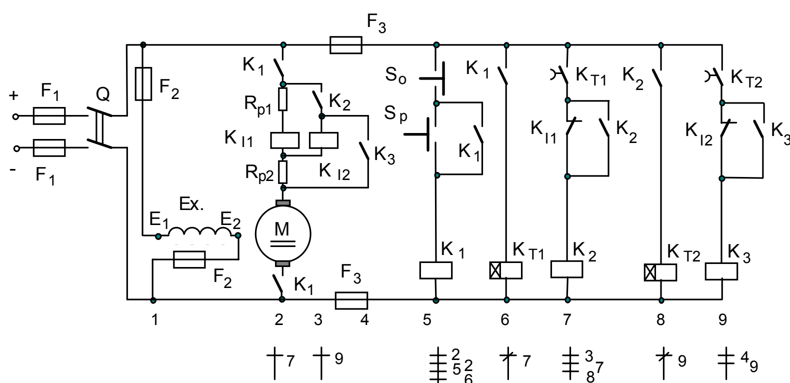


Fig. 2.10. Comanda pornirii reostatice în functie de curent.

Pentru a realiza o ***comanda automata secventiala a pornirii în functie de timp*** a unei masini de curent continuu cu excitatie derivatie, se poate utiliza schema propusa în figura 2.11.

Functionarea schemei*:*

În momentul alimentarii bobinei unui releu de timp cu temporizare la revenire (*cazul releelor* K_{T1} *si* K_{T2}), starea contactelor se schimba, iar când alimentarea se întrerupe, temporizarea este startata, contactele revenind temporizat la starea lor "*naturala*".

La punerea schemei sub tensiune, odata cu închiderea întreruptorului ***Q*** si alimentarea excitatiei masinii, datorita închiderii contactului releului K_{T1} din ramura ***7***, contactorul K_2 nu va primi alimentare. În acest moment se va întrerupe alimentarea bobinei releului de timp K_{T1} si totodata este startata temporizarea acestuia, temporizare care determina, când va fi scurtcircuitata, prima treapta a reostatului de pornire, si respectiv, când va începe "*derularea*" temporizarii releului K_{T2}.

Aceasta secventiere poate fi foarte usor extinsa pentru utilizarea unui reostat de pornire cu mai multe trepte.

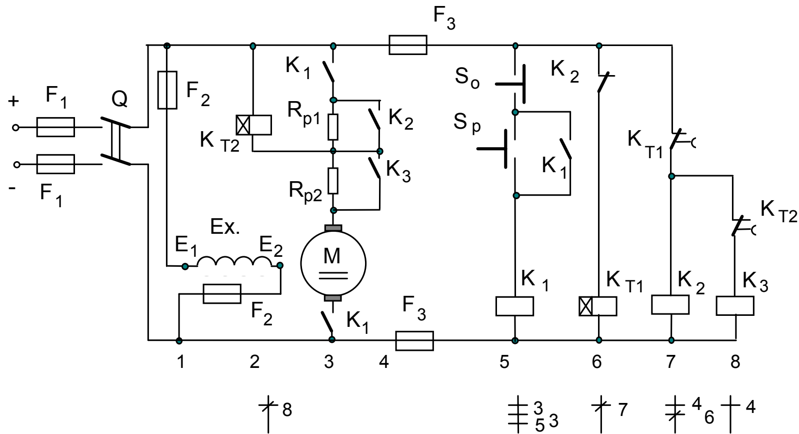


Fig. 2.11. Comanda pornirii reostatice în functie de timp.

Calculul duratelor de functionare pe fiecare treapta se bazeaza pe folosirea urmatoarelor relatii:

$$U_{An} = (R_A + R_p) \cdot I_A + k\Phi \cdot \Omega$$
$$M = k\Phi \cdot I_A = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + M_S \qquad (2.42 - 2.43)$$

Înlocuind curentul din 2.43 în 2.42, se obtine:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \frac{(k\Phi)^2}{R_A + R_p} \cdot \Omega = \frac{k\Phi}{R_A + R_p} \cdot U_{An} - M_S$$
$$\frac{J \cdot (R_A + R_p)}{(k\Phi)^2} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{U_{An}}{k\Phi} - \frac{(R_A + R_p) \cdot M_S}{(k\Phi)^2} \qquad (2.44 - 2.45)$$

Cu ajutorul relatiei 2.38 si cu notatia:

$$\Omega_{final} = \frac{U_{An}}{k\Phi} - \frac{(R_A + R_p) \cdot M_S}{(k\Phi)^2} \tag{2.46}$$

putem scrie solutia ecuatiei 2.45:

$$\begin{aligned} \Omega(t) &= \Omega_{ini¡ial} \cdot e^{-t/T_{em_k}} + \Omega_{final} \cdot \left(1 - e^{-t/T_{em_k}}\right) = \\ &= \Omega_{final} + \left(\Omega_{ini¡ial} - \Omega_{final}\right) \cdot e^{-t/T_{em_k}} \end{aligned} \tag{2.47}$$

Cu aceasta relatie se poate obtine timpul de functionare pe fiecare treapta, daca în relatiile urmatoare sunt introduse valorile: viteza initiala, viteza masinii în momentul scurtcircuitarii treptei reostatului de pornire, viteza finala a masinii sau valorile corespunzatoare ale cuplului dezvoltat de masina si a cuplului de sarcina, plus constanta electromecanica de timp, pentru treapta respectiva (*2.38*).

$$\begin{aligned} t_k &= T_{em_k} \cdot ln \frac{\Omega_1 - \Omega_{final}}{\Omega_2 - \Omega_{final}} = \\ &= T_{em_k} \cdot ln \frac{M_{max} - M_S}{M_{min} - M_S} \end{aligned} \tag{2.48}$$

2.2.1.3. Pornirea prin variatia tensiunii de alimentare

Daca pornirea prin conectarea directa la reteaua de alimentare a masinii de curent continuu prezinta dezavantajul unui curent mare, cea de-a doua metoda prezentata are inconvenientul unui randament scazut, datorita utilizarii rezistentelor suplimentare. În cazul unor masini de puteri mari si gabaritul acestora este mare, ceea ce face ca socurile datorate curentului de pornire sa devina importante. De aceea, în multe cazuri este preferata pornirea masinilor de curent continuu prin variatia tensiunii de alimentare, de la zero

spre valoarea sa nominala. Variatia tensiunii poate fi realizata prin mai multe procedee:

- alimentarea prin intermediul unui convertor comandabil cu semiconductoare (*redresor, chopper*);
- alimentarea prin intermediul unui autotransformator si a unui redresor necomandat cu semiconductoare (*mai ales în cazul unei masini de putere mica*);
- alimentarea de la un convertor rotativ (*un grup generator - motor*);
- alimentarea în trepte de tensiune (*spre exemplu, conectarea în serie a mai multor elemente ale unei baterii*).

2.2.2. Masini de curent continuu cu excitatie serie

Treptele reostatului de pornire folosit în cazul masinilor de curent continuu cu excitatie serie, se pot determina prin ***metoda grafo - analitica***. Constructia caracteristicilor reostatice ale masinii serie se realizeaza cu ajutorul *caracteristicii mecanice limita*. Aceasta este de fapt o caracteristica fictiva, care ar corespunde unei rezistente nule pentru circuitul indusului:

$$\Omega_{limit} = \frac{U_{An}}{k\Phi} \tag{2.49}$$

Cu ajutorul datelor de pe placuta indicatoare a masinii, se construieste aceasta caracteristica, pentru ca apoi sa poata fi determinate caracteristicile reostatice (*relatia 2.51*):

$$\Omega_{limit} = \frac{U_{An}}{(k\Phi)_n} = \frac{U_{An}}{\dfrac{U_{An} - (R_A + R_E) \cdot I_{An}}{\Omega_n}} = \frac{\Omega_n}{1 - \dfrac{(R_A + R_E) \cdot I_{An}}{U_{An}}} \tag{2.50}$$

$$\Omega_{ki} = \Omega_{limit\ i} \cdot \left[1 - \frac{\left(R_A + R_E + R_{pk}\right) \cdot I_{A_i}}{U_{An}} \right] \qquad (2.51)$$

unde indicele ***k*** este pentru cazul înserierii unui reostat de pornire cu valoarea R_{pk}, iar ***i*** este indicele corespunzator unei anumite valori a curentului prin indusul masinii de curent continuu cu excitatie serie.

Conform figurii 2.12, se traseaza valorile limita pentru curentul de pornire, I_{pmin} si I_{pmax}, iar apoi caracteristicile $\Omega=f(R)$ corespunzatoare acestor valori. Din punctul ***A***, ridicam o perpendiculara pâna când este întâlnita caracteristica pentru I_{pmin}, obtinând punctul ***B'***. Acest punct corespunde vitezei pe care o va avea masina în momentul scoaterii din circuit a primei trepte a reostatului de pornire. Din ***B'***, ducem o paralela la abscisa. Segmentul ***B'B*** rezultat, reprezinta valoarea la scara a primei trepte a reostatului de pornire. Similar, se determina si celelalte trepte. Daca segmentul ***D'd'***, va intersecta ordonata în punctul ***D***, atunci va rezulta un numar întreg de trepte ale reostatului de pornire. În caz contrar, trebuie repetata constructia pentru alte valori ale curentului de pornire I_{pmin} si I_{pmax}.

Fig. 2.12. Construirea grafo-analitica a caracteristicilor mecanice în cazul pornirii reostatice pentru motorul de curent continuu cu excitatie serie.

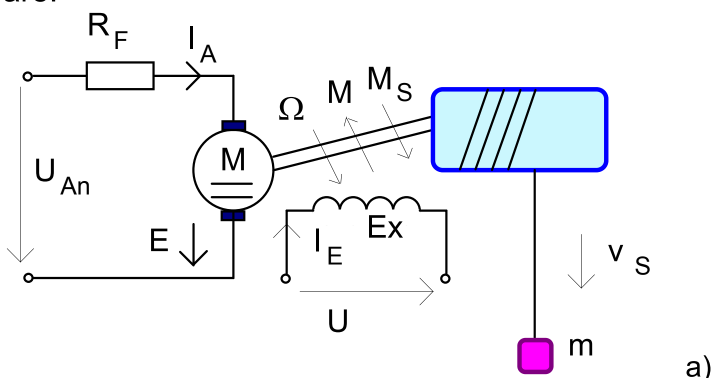
2.3. METODE DE FRÂNARE A MASINII DE CURENT CONTINUU

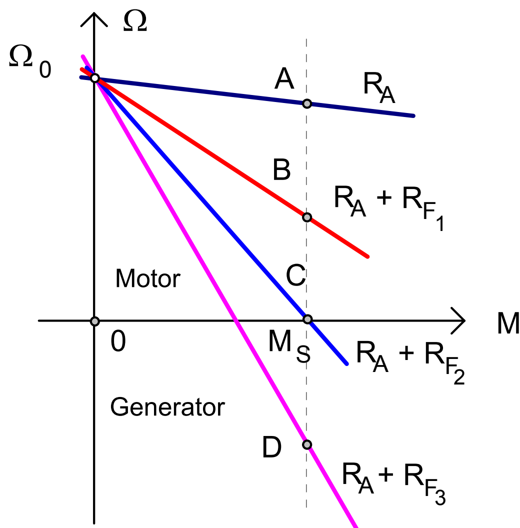
Masinile de curent continuu pot fi frânate prin mai multe procedee ce vor fi descrise în acest paragraf. Pentru functionarea masinii în regim de motor, în cele ce urmeaza, vom considera urmatoarele conventii: cuplul dezvoltat de masina si viteza unghiulara a acesteia au acelasi sens, iar curentul prin indus si tensiunea electromotoare au sensuri opuse. Sensurile considerate sunt inversate atunci când masina functioneaza în regim de generator (*în regim de frânare*).

2.3.1. Masini de curent continuu cu excitatie separata sau derivatie

2.3.1.1. Frânarea propriu-zisa prin inversarea sensului de rotatie

Schema electrica este prezentata în figura urmatoare:





b)

Fig. 2.13. Frânarea propriu-zisa prin inversarea sensului de rotatie.

În cazul unui mecanism de ridicat, pentru determinarea valorii rezistentei de frânare ce trebuie înseriata cu indusul masinii, astfel încât viteza la coborâre sa fie cea dorita, se poate scrie:

$$\Omega_{cob} = \frac{U_{An}}{k\Phi} - \frac{R_A + R_F}{(k\Phi)^2} \cdot M_S \tag{2.52}$$

si rezulta:

$$R_F = \frac{U_{An} \cdot k\Phi}{M_S} - \frac{(k\Phi)^2 \cdot \Omega_{cob}}{M_S} - R_A \tag{2.53}$$

2.3.1.2. Frânarea prin contraconectare

Acest procedeu mai este întâlnit si sub denumirea de frânare prin ***contracurent*** sau prin ***legaturi inverse***.

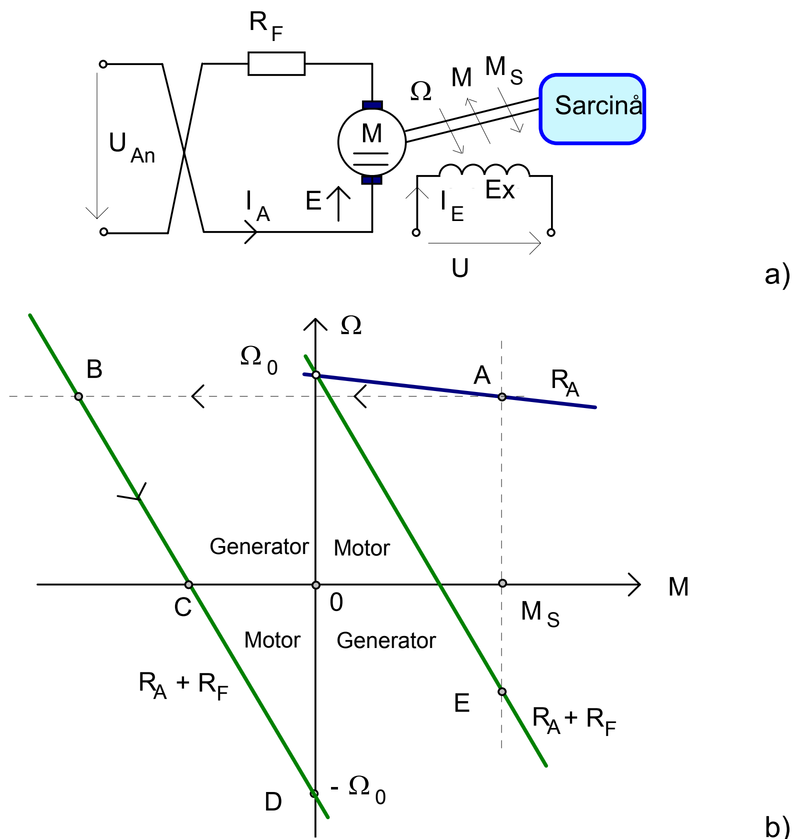


Fig. 2.14. Frânarea prin contraconectare: a) schema electrica; b) caracteristica mecanica de frânare prin contraconectare.

Metoda consta în schimbarea polaritatii tensiunii de alimentare, simultan cu introducerea în serie cu indusul masinii a unei rezistente de frânare. Schema electrica corespunzatoare acestui procedeu si caracteristica mecanica pentru frânarea prin contraconectare sunt prezentate în figura 2.14.

Procedeul este folosit mai ales acolo unde este necesara obtinerea unui timp mic de frânare. Cuplul maxim de frânare este limitat în general la aproximativ $2 \div 2{,}5$ ori

valoarea cuplului nominal. Ecuatia caracteristicii mecanice devine:

$$\Omega = -\frac{U_{An}}{k\Phi} - \frac{R_A + R_F}{(k\Phi)^2} \cdot M \qquad (2.54)$$

unde valoarea cuplului este negativa, el având sensul schimbat fata de cazul în care masina functiona în regim de motor. Masina frâneaza si poate fi oprita în punctul *C*. Daca procesul continua, va avea loc reversarea, adica schimbarea sensului vitezei unghiulare a masinii.

Pentru accelerarea în acest nou sens, se poate realiza o scoatere secventiala a treptelor rezistentei de frânare, similar cu cazul pornirii reostatice.

2.3.1.3. Frânarea dinamica recuperativa

Acest procedeu de frânare este întâlnit în sistemele de tractiune electrica. Daca calea de rulare (*a unui tren, tramvai, troleibuz, metrou, etc.*) este înclinata, atunci masina poate coborâ si fara existenta unui cuplu motor.

În aceste conditii, viteza masinii creste peste viteza de mers în gol, tensiunea electromotoare creste si ea, depasind valoarea tensiunii retelei de alimentare. Astfel, surplusul de energie este transmis retelei, masina functionând în regim de generator.

De asemenea, sensul curentului prin indusul masinii este schimbat. Este de observat ca prin acest procedeu mecanismul nu poate fi oprit, ci din contra viteza acestuia creste. Daca tensiunea retelei de alimentare se poate modifica, atunci viteza maxima corespunzatoare acestui regim poate fi limitata. Caracteristica mecanica este prezentata în figura 2.15.

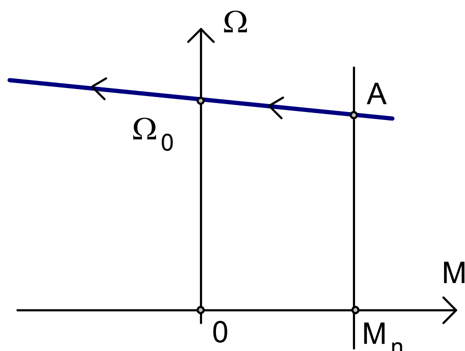


Fig. 2.15. Frânarea dinamica recuperativa.

2.3.1.4. Frânarea dinamica nerecuperativa

Acest procedeu, folosit mai ales pentru frânari bruste, presupune decuplarea indusului masinii de la reteaua de alimentare si cuplarea lui pe o rezistenta de frânare. Masina continuând sa se învârteasca în acelasi sens, va trece în regim de generator, iar energia cinetica acumulata va fi consumata sub forma de caldura pe rezistenta R_F. Schema electrica echivalenta si caracteristica mecanica sunt prezentate în figura 2.16.

Ecuatia caracteristicii mecanice este:

$$\Omega = -\frac{(R_A + R_F)\cdot I_F}{k\Phi} = -\frac{(R_A + R_F)\cdot M_F}{(k\Phi)^2} \qquad (2.55)$$

unde valoarea curentului de frânare, respectiv a cuplului de frânare sunt negative. Dezavantajul acestui procedeu consta în scaderea cuplului de frânare odata cu scaderea vitezei masinii.

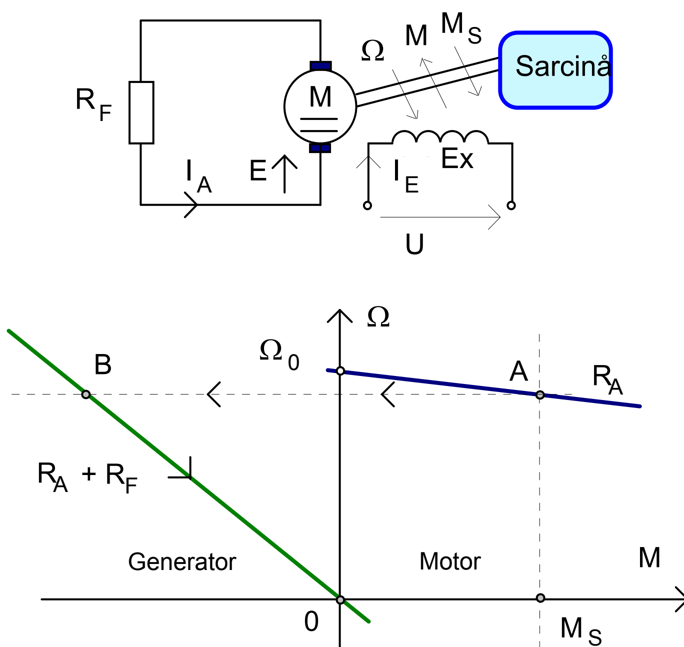


Fig. 2.16. Frânarea dinamica nerecuperativa.

În cazul frânarii la gol, considerând inductivitatea indusului masinii neglijabila, se obtine:

$$\begin{cases} U_A = (R_A + R_F) \cdot I_F + k\Phi \cdot \Omega \\ k\Phi \cdot I_F = J \cdot \dfrac{d\Omega}{dt} \end{cases}$$

$$\frac{J \cdot (R_A + R_F)}{(k\Phi)^2} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = 0 \qquad (2.56 - 2.60)$$

$$T_{emF} = \frac{J \cdot (R_A + R_F)}{(k\Phi)^2}$$

$$T_{emF} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = 0$$

Solutia ecuatiei 2.60 va fi:

$$\Omega = \Omega_0 \cdot e^{-t/T_{em_F}} \tag{2.61}$$

iar pentru curentul de frânare:

$$i_F = -\frac{k\Phi}{R_A + R_F} \cdot \Omega \cdot e^{-t/T_{em_F}} \tag{2.62}$$

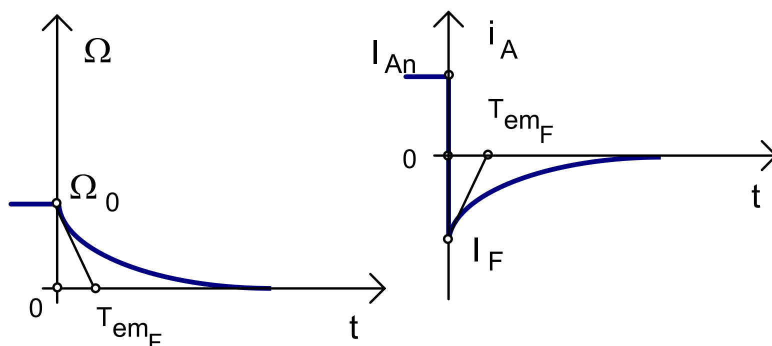


Fig. 2.17. Evolutia vitezei si a curentului masinii de curent continuu cu excitatie separata, în cazul frânarii dinamice nerecuperative.

2.3.2. Masini de curent continuu cu excitatie serie

2.3.2.1. Frânarea propriu-zisa prin inversarea sensului de rotatie

Acest procedeu este similar cu cel prezentat pentru masina cu excitatie separata. Metodologia de determinare a carcteristicilor reostatice a fost mentionata analitic în relatiile *2.49 - 2.51* si prezentata grafic în figura *2.12*.

Pentru rezistente de frânare mai mari, punctul de functionare va trece în cadranul *IV* al planului caracteristicii mecanice (Ω - M).

2.3.2.2. Frânarea prin contraconectare

La fel ca si la masinile de curent continuu cu excitatie derivatie sau separata, se schimba polaritatea tensiunii de alimentare simultan cu introducerea unei rezistente de frânare. *Dar*, sensul fluxului de excitatie trebuie sa-si mentina valoarea, deoarece altfel nu se poate obtine cuplu de frânare. Expresia caracteristicii mecanice pentru acest caz este:

$$\Omega = -\frac{U_{An}}{k\Phi} - \frac{R_A + R_E + R_F}{k\Phi} \cdot I_F \tag{2.63}$$

sau:

$$\Omega = -\Omega_{limită} \cdot \left(1 + \frac{R_A + R_E + R_F}{U_{An}} \cdot I_F \right) \tag{2.64}$$

2.3.2.3. Frânarea dinamica recuperativa

Trecerea din cadranul ***I*** în cadranul ***II*** al planului caracteristicilor mecanice (Ω - M) nu se poate realiza prin cresterea vitezei masinii. Acest lucru se întâmpla datorita scaderii tensiunii electromotoare simultan cu scaderea fluxului din masina, deci simultan cu încarcarea acesteia. Tensiunea de alimentare ramâne în permanenta mai mare decât tensiunea electromotoare. Pentru a realiza o frânare dinamica recuperativa, excitatia trebuie conectata separat la o sursa de tensiune mica si curent mare. Practic, masina este conectata ca o masina de curent continuu cu excitatie separata.

2.3.2.4. Frânarea dinamica nerecuperativa

Frânarea dinamica se poate realiza prin deconectarea indusului masinii si conectarea lui pe o rezistenta. În ceea ce priveste excitatia, sunt posibile doua variante: înfasurarea de excitatie ramâne conectata în serie cu indusul (*generator autoexcitat*), pastrându-se sensul fluxului din regimul de motor

sau se poate alimenta excitatia independent la o sursa de alimentare. Cazul al doilea este identic cu cel prezentat la paragraful *2.3.1.4*.

Expresia caracteristicii mecanice pentru primul caz este:

$$\Omega = -\frac{R_A + R_E + R_F}{k\Phi} \cdot I_F \tag{2.65}$$

Si în acest caz, la oprire se poate folosi o schema de comanda secventiala pentru scurtcircuitarea treptelor reostatului de frânare.

2.4. METODE DE REGLARE A VITEZEI MASINII DE CURENT CONTINUU

Caracteristica mecanica descrisa cu ajutorul relatiei 2.5, arata ca viteza unei masini de curent continuu poate fi reglata prin folosirea uneia dintre urmatoarele metode:

- reglajul reostatic;
- reglarea tensiunii de alimentare;
- reglarea câmpului de excitatie.

2.4.1. **Reglajul reostatic**

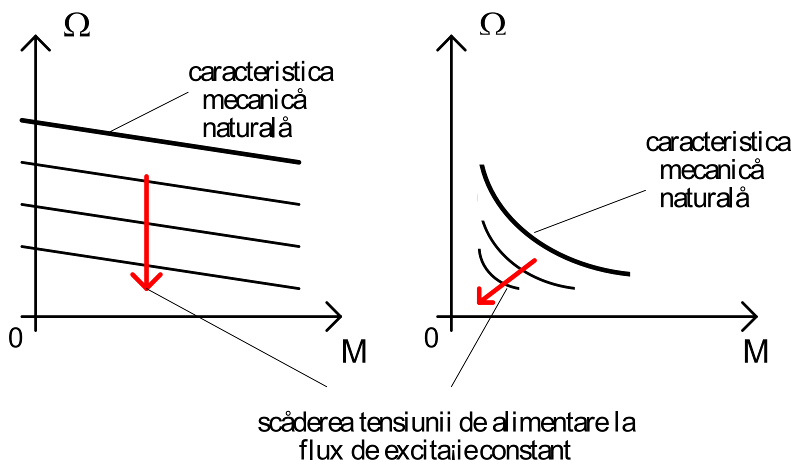
Aceasta metoda consta în modificarea continua sau în trepte a rezistentei circuitului indusului. Introducerea unei rezistente suplimentare conduce la scaderea vitezei masinii de curent continuu, atât a celei cu excitatie separata sau derivatie, cât si a celei cu excitatie serie. Familia caracteristicilor mecanice pentru cele doua cazuri au fost prezentate în figurile 2.7 si 2.12.

Principalul dezavantaj al acestei metode îl reprezinta randamentul scazut al actionarii. Totusi, datorita simplitatii deosebite si a pretului mic al instalatiei, aceasta metoda este folosita în cazul aplicatiilor care necesita reglarea vitezei pentru un interval foarte scurt de timp.

2.4.2. Reglarea tensiunii de alimentare

Viteza masinii de curent continuu (*fie ea cu excitatie separata, derivatie, sau serie*) depinde de tensiunea de alimentare. Scaderea acesteia implica reducerea vitezei masinii. Daca tensiunea de alimentare a unei masini derivatie este redusa brusc cu o valoare semnificativa, atunci viteza va scadea corespunzator, iar masina va trece si prin regimul de generator. Variatia vitezei are loc similar pentru masina serie, dar în acest caz, indiferent de valoarea cu care este redusa tensiunea de alimentare, masina nu va trece prin regimul de generator. Orice reducere sau crestere a valorii tensiunii de alimentare trebuie facuta în pasi mici. Variatiilor mari de tensiune le corespund variatii mari de curent, care reduc simtitor viata colectorului.

Caracteristicile mecanice stationare ale masinii de curent continuu, pentru tensiune de alimentare variabila, sunt prezentate în figura 2.18.



(a) masina derivatie (separata) (b) masina serie

Fig. 2.18. Caracteristicile mecanice ale masinii de curent continuu în cazul reglarii tensiunii de alimentare.

Aceasta metoda permite obtinerea unei game mari de reglare a vitezei. La viteze mici, racirea masinii este proasta, dar comutatia este buna.

Reglarea tensiunii de alimentare poate fi facuta cu ajutorul redresoarelor comandate, a variatoarelor de tensiune continua, sau a grupurilor rotative. Pentru ultimul caz, se poate folosi schema din figura 2.19.

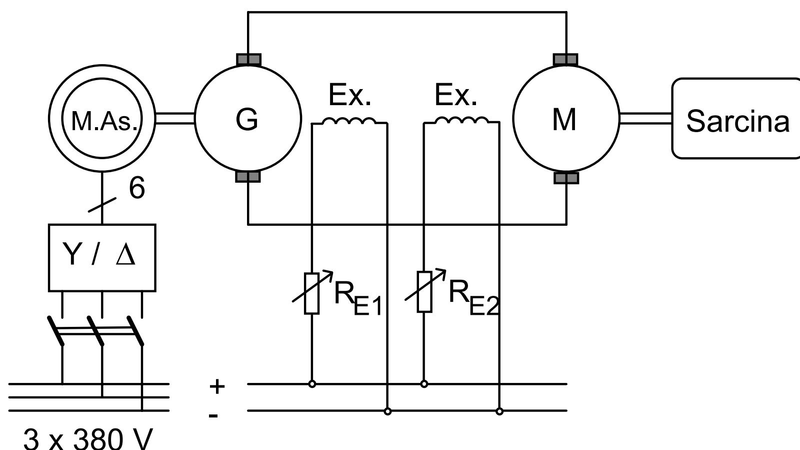


Fig. 2.19. Grupul generator - motor.

Pentru aceasta actionare putem scrie relatiile:

$$E_G = U_G + R_{AG} \cdot I_{AG} = (k\Phi)_G \cdot \Omega_G$$
$$U_M = E_M + R_{AM} \cdot I_{AM} = (k\Phi)_M \cdot \Omega_M + R_{AM} \cdot I_{AM}$$
$$U_M = U_G$$

(2.66 - 2.68)

si rezulta pentru viteza masinii relatia:

$$\Omega_M = \frac{(k\Phi)_G}{(k\Phi)_M} \cdot \Omega_G - \frac{R_{AG} + R_{AM}}{(k\Phi)_M} \cdot I_A \qquad (2.69.a)$$

$$\Omega_M = \frac{(k\Phi)_G}{(k\Phi)_M} \cdot \Omega_G - \frac{R_{AG} + R_{AM}}{(k\Phi)_M^2} \cdot M \qquad (2.69.b)$$

Din relatiile 2.69 rezulta ca viteza sarcinii poate fi reglata atât prin modificarea tensiunii generatorului ***G***, cât si prin slabirea câmpului de excitatie a motorului ***M***. Astfel, cu ajutorul ***grupului generator - motor***, cunoscut si sub numele de ***Grup Ward - Leonhard***, dupa numele inventatorilor, se poate realiza o gama de reglare a vitezei de aproximativ ***1:20***. Actionarea poate functiona în patru cadrane. Inversarea sensului de mers se face prin schimbarea sensului curentului de excitatie al generatorului ***G***. Aceasta metoda de reglare a vitezei este folosita la actionarea laminoarelor, a masinilor - unelte grele (*raboteze, strunguri carusel*), instalatiilor de ridicat si transportat (*teleferice de persoane, masini de extractie miniere*), a locomotivelor diesel - electrice, etc.

Dintre avantajele actionarii mentionam: timp mic de pornire, frânarea se poate face lin, nu sunt necesare rezistente suplimentare în circuitul indusului masinii ***M***. Dar, actionarea prezinta si o serie de dezavantaje ce trebuie luate în considerare: putere instalata mare, gabarit mare, randament inferior actionarilor cu convertizoare cu dispozitive semiconductoare de putere (*produsul randamentelor celor trei masini de puteri apropiate*), cost ridicat, întretinere pretentioasa datorita uzurii colectoarelor si a periilor.

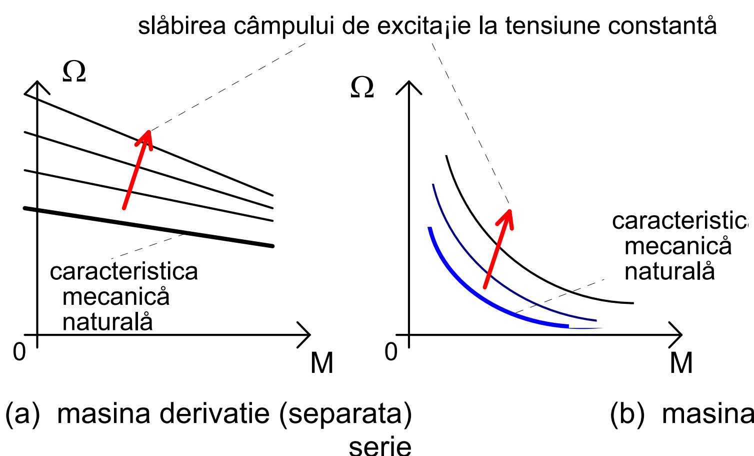
În general, pe axul masinii asincrone este cuplata o masina de curent continuu de putere mica cu magneti permanenti. Ea este folosita pentru alimentarea excitatiilor masinilor de curent continuu din cadrul grupului si poarta numele de *masina excitatoare*.

2.4.3. Reglarea câmpului de excitatie

Dupa cum rezulta din relatia 2.5, slabirea câmpului de excitatie al masinii conduce la o crestere a vitezei actionarii.

Caracteristicile mecanice stationare ale masinii sunt prezentate în figura 2.20.

Reglarea câmpului de excitatie permite obtinerea unui reglaj al vitezei masinii în ambele sensuri. Investitia necesara este mica, metoda fiind ceva mai economica decât cea prezentata în paragraful 2.4.2.



(a) masina derivatie (separata) (b) masina serie

Fig. 2.20. Caracteristicile mecanice ale masinii de curent continuu în cazul reglarii câmpului de excitatie.

Dintre dezavantajele acestei metode de reglare a vitezei masinii de curent continuu, mentionam: plaja mica de reglare (*mai ales la sarcini mari*), comutatia este înrautatita la viteze mari; daca fluxul de excitatie scade, va scadea si valoarea cuplului dezvoltat de catre masina; la fluxuri mici de excitatie, reactia transversala este importanta si se poate ajunge la aparitia unor instabilitati în functionare.

2.4.4. Combinarea metodei de reglare a tensiunii de alimentare cu reglarea câmpului de excitatie

Cele doua metode pot fi combinate atunci când se doreste obtinerea unei game mari de reglaj al vitezei actionarii. Reglajul tensiunii de alimentare are avantajul

mentinerii capacitatii maxime de încarcare a masinii (*cuplu constant*). Atunci când este necesara o viteza la mersul în gol mai mare, se foloseste *slabirea de câmp*. Cea de-a doua metoda permite realizarea unor reglaje mai fine ale vitezei, în comparatie cu rezultatele obtinute cu ajutorul primei metode. În figura 2.21 sunt prezentate limitarile ce intervin în cazul reglarii combinate, la sarcina constanta.

2.5. FUNCTIA DE TRANSFER A UNEI MASINI DE CURENT CONTINUU

2.5.1. Masina de curent continuu cu excitatie separata

Este necesara cunoasterea functiei de transfer a unei masini de curent continuu pentru a putea analiza stabilitatea statica a functionarii acesteia si pentru a putea realiza proiectarea actionarii în bucla închisa. Sistemele în bucla închisa sunt utilizate atunci când se doreste obtinerea unor rezultate foarte bune în controlul vitezei sau al pozitiei.

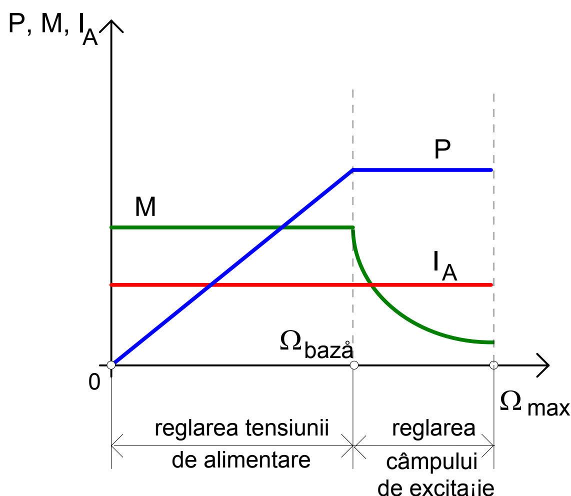


Fig. 2.21. Variatia cuplului, a puterii si a curentului în cazul reglajului combinat, la sarcina constanta.

Circuitul echivalent al masinii de curent continuu cu excitatie independenta este prezentat în figura 2.22.

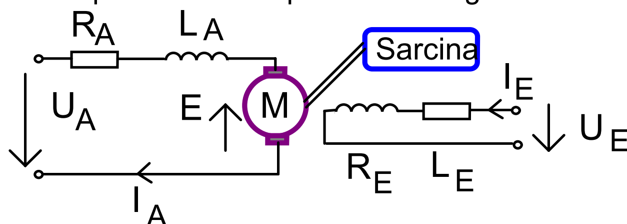


Fig. 2.22. Circuitul echivalent al masinii de curent continuu cu excitatie independenta.

Functia de transfer a masinii va fi prezentata atât în cazul reglarii tensiunii de alimentare, cât si în cazul reglarii câmpului de excitatie.

2.5.1.1. Reglarea tensiunii de alimentare

În relatiile ce vor urma vom nota cu litere mici marimile ce variaza în functie de timp.

$$
\begin{aligned}
u_A &= R_A i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + e_A \\
e_A &= (k\Phi) \cdot \Omega \\
m &= (k\Phi) \cdot i_A \\
m &= m_S + B \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt}
\end{aligned}
\qquad (2.70 - 2.73)
$$

unde ***B***, reprezinta coeficientul de frecari vâscoase.

Daca sistemului de ecuatii anterior, îi aplicam *transformata Laplace* considerând conditii initiale nule, obtinem urmatoarele relatii:

$$\begin{aligned} U_A(s) &= R_A I_A(s) + s \cdot L_A I_A(s) + k\Phi \cdot \Omega(s) \\ k\Phi \cdot I_A(s) &= M_S(s) + B \cdot \Omega(s) + s \cdot J \cdot \Omega(s) \end{aligned} \qquad (2.74 - 2.75)$$

unde *X(s) reprezinta transformata Laplace a marimii x(t)*. Daca notam constanta mecanica datorata frecarilor vâscoase cu:

$$T_{mv} = \frac{J}{B} \qquad (2.76)$$

cu ajutorul relatiilor 2.35 - 2.36, din 2.74, pentru curent obtinem:

$$I_A(s) = \frac{U_A(s) - k\Phi \cdot \Omega(s)}{R_A \cdot (1 + s \cdot T_A)} \qquad (2.77)$$

iar din 2.75, pentru viteza obtinem:

$$\Omega(s) = \frac{k\Phi \cdot I_A(s) - M_S(s)}{B + s \cdot J} = \frac{1}{B} \cdot \frac{M(s) - M_S(s)}{1 + s \cdot T_{mv}} \qquad (2.78)$$

Pe baza ultimelor relatii, poate fi construita schema bloc a masinii:

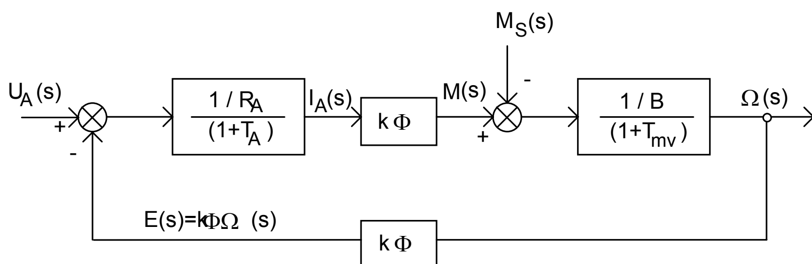


Fig. 2.23. Schema bloc a masinii de curent continuu cu excitatie independenta comandata pe indus.

Conform schemei prezentate, se observa ca masina se comporta ca un sistem în bucla închisa cu marimea de reactie egala cu tensiunea electromotoare ***E*** si cu doua intrari: tensiunea de alimentare si cuplul de sarcina. Rezulta ca în studiul comportarii masinii de curent continuu sunt utile în general doua functii de transfer (*iesirea sistemului raportata la o intrare*), viteza unghiulara a masinii în functie de tensiunea de alimentare si viteza în functie de cuplul de sarcina. Sistemele de actionare electrica cu masini de curent continuu alimentate de la convertoare cu semiconductoare necesita exprimarea vitezei functie de tensiunea de alimentare. Pentru obtinerea acestei functii de transfer, vom pasiviza cea de-a doua intrare, cuplul de sarcina, exprimând pe rând viteza functie de curentul prin indusul masinii si curentul functie de tensiunea de alimentare. Daca consideram cuplul de sarcina nul în relatia 2.78, obtinem:

$$\Omega(s) = \frac{1}{B} \cdot \frac{M(s)}{1 + s \cdot T_{mv}} \tag{2.79}$$

si înlocuind în 2.77, rezulta:

$$I_A(s) = \frac{U_A(s) - k\Phi \cdot \dfrac{k\Phi}{B} \cdot \dfrac{I_A(s)}{(1 + s \cdot T_{mv})}}{R_A \cdot (1 + s \cdot T_A)} \tag{2.80}$$

$$\frac{U_A(s)}{R_A \cdot (1 + s \cdot T_A)} = I_A(s) \cdot \left[1 + \frac{(k\Phi)^2}{R_A \cdot B \cdot (1 + s \cdot T_A) \cdot (1 + s \cdot T_{mv})}\right]$$

$$\frac{I_A(s)}{U_A(s)} = \frac{B \cdot (1 + s \cdot T_{mv})}{(k\Phi)^2 + R_A \cdot B + R_A \cdot B \cdot (T_A + T_{mv}) \cdot s + R_A \cdot B \cdot T_A T_{mv} \cdot s^2}$$

(2.81 - 2.82)

Cu folosirea notatiilor:

$$T_{em1} = \frac{J \cdot R_A}{B \cdot R_A + (k\Phi)^2}$$
$$K_1 = \frac{B}{B \cdot R_A + (k\Phi)^2} \qquad (2.83 - 2.84)$$

rezulta:

$$\frac{I_A(s)}{U_A(s)} = \frac{K_1 \cdot (1 + s \cdot T_{mv})}{1 + T_{em1} \cdot \left(1 + \frac{T_A}{T_{mv}}\right) \cdot s + T_{em1} \cdot T_A \cdot s^2} = \frac{K_1 \cdot (1 + T_{mv})}{(1 + s \cdot T_1) \cdot (1 + s \cdot T_2)} \qquad (2.85)$$

cu $\boldsymbol{T_1}$ si $\boldsymbol{T_2}$ radacinile numitorului. Aceste valori sunt complex conjugate pentru o gama destul de larga de masini de curent continuu cu excitatie independenta, ce au conectate în serie cu indusul o inductivitate de filtrare. Pentru masinile care au constanta electrica mult mai mica decât cea electromecanica, numitorul relatiei 2.85 devine: ($1 + T_{em1} \cdot s$).

Functia de transfer globala rezulta din combinarea relatiilor 2.79 si 2.85:

$$\frac{\Omega(s)}{U_A(s)} = \frac{k\Phi}{B \cdot R_A + (k\Phi)^2} \cdot \frac{1}{1 + T_{em1} \cdot \left(1 + \frac{T_A}{T_{mv}}\right) \cdot s + T_{em1} \cdot T_A \cdot s^2} \qquad (2.86)$$

Astfel, îndata ce a fost stabilita functia de transfer si respectiv schema bloc echivalenta a masinii de curent continuu, se poate realiza schema structurala a întregului sistem de actionare electrica în vederea proiectarii partii de comanda si reglare. Schema este utila pentru studierea comportarii ansamblului la diferite semnale standard de intrare (*semnal de tip treapta, rampa, sinusoidal, etc.*),

precum si influenta asupra iesirii a diferitilor parametri ai sistemului, aspecte prezentate în capitolul 5.

2.5.1.2. Reglarea câmpului de excitatie

În cadrul unor sisteme de actionari electrice, viteza este reglata cu ajutorul metodei ce presupune slabirea de câmp, dar prin considerarea unui curent constant prin indusul masinii (*mentinerea unei valori constante este facuta printr-un sistem în bucla închisa*). Modificarea curentului prin indus datorita variatiei curentului de excitatie se poate neglija, daca se are în vedere valoarea foarte mica a constantei de timp rotorice prin comparatie cu cea a excitatiei. Din circuitul echivalent prezentat în figura 2.22, rezulta:

$$U_E = R_E \cdot i_E + L_E \cdot \frac{di_E}{dt} \quad (2.87)$$

si considerând un circuit magnetic linear, pentru $I_A = constant$, rezulta:

$$m = k\Phi \cdot I_A = k_A \cdot i_E \quad (2.88)$$

Cu relatiile anterioare si cu 2.73, avem:

$$k_A \cdot i_E = m_S + B \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.89)$$

În continuare aplicam transformata Laplace si determinam relatia pentru viteza unghiulara:

$$\begin{cases} U_E(s) = R_E I_E(s) + s \cdot L_E I_E(s) \\ k_A I_E(s) = M_S(s) + B \cdot \Omega(s) + s \cdot J \cdot \Omega(s) \end{cases} \quad (2.90 - 2.91)$$

$$\Omega(s)=\frac{k_A I_E(s)-M_S(s)}{B+s\cdot J}=$$

$$=\frac{k_A}{B\cdot\left(1+s\cdot T_{mv}\right)}\cdot\frac{U_E}{R_E\cdot\left(1+s\cdot T_E\right)}-\frac{M_S(s)}{B\cdot\left(1+s\cdot T_{mv}\right)}= \qquad (2.92)$$

$$=\frac{k_A}{B\cdot R_E}\cdot\frac{U_E}{\left(1+s\cdot T_{mv}\right)\cdot\left(1+s\cdot T_E\right)}-\frac{1}{B}\cdot\frac{M_S(s)}{\left(1+s\cdot T_{mv}\right)}$$

unde: $$T_E=\frac{L_E}{R_E} \qquad (2.93)$$

reprezinta constanta electrica a circuitului de excitatie.

Daca cuplul de sarcina depinde de viteza, atunci el este adaugat cuplului de frecari vâscoase, rezultând o alta valoare pentru constanta ***B***. Relatia 2.92 se poate reprezenta astfel:

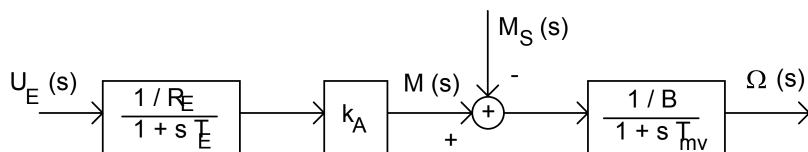


Fig. 2.24. Schema bloc a masinii de curent continuu cu excitatie independenta comandata prin circuitul de excitatie.

2.5.2. Masina de curent continuu cu excitatie serie

Trebuie mentionat de la început, ca în cazul unui sistem de actionare cu o comanda în bucla închisa, reglarea curentului prin indus reprezinta totodata si reglarea curentului de excitatie al masinii. Schema bloc a masinii de curent continuu cu excitatie serie se determina similar cu cazul prezentat anterior. Ipotezele si consideratiile facute în cadrul acestui capitol ramân valabile si aici. Circuitul echivalent de la care se pleaca are la baza schema din figura 2.4.a. Acum, constanta electrica a masinii este data de relatia:

$$T'_A = \frac{L_A + L_E}{R_A + R_E} = \frac{L_A^{'}}{R_A^{'}} \quad (2.94)$$

unde $R_A^{'}$ este rezistenta tuturor elementelor înseriate cu indusul masinii de curent continuu cu excitatie serie: înfasurarea de excitatie; înfasurarea de compensatie; înfasurarea de comutatie;

$L_A^{'}$ este inductivitatea proprie a indusului împreuna cu cea a înfasurarii de excitatie.

Astfel modelul matematic al masinii de curent continuu cu excitatie serie se obtine din sistemul de ecuatii 2.70-2.73 în care se înlocuieste R_A cu $R_A^{'}$, L_A cu $L_A^{'}$ si este adaugata relatia de dependenta a fluxului de excitatie de curentul de sarcina:

$$\begin{aligned} u_A &= R_A^{'} i_A + L_A^{'} \cdot \frac{di_A}{dt} + e_A \\ e_A &= (k\Phi) \cdot \Omega \\ m &= (k\Phi) \cdot i_A \\ m &= m_S + B \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \end{aligned} \quad (2.95 - 2.98)$$

$$k\Phi = f(I_A) \quad (2.99)$$

Pentru rezolvarea sistemului de ecuatii 2.95-2.99 trebuie utilizata o metoda de linearizare a acestuia. Cea mai des folosita metoda este aceea de *linearizare a modelului matematic în jurul unui punct de functionare*. Modelul matematic se scrie pentru variatii mici ale marimilor functionale.

Ecuatia 2.99 si respectiv dependenta vitezei unghiulare a masinii de valoarea curentului de sarcina, pentru aceste variatii mici (*abateri mici*) este scrisa în functie de tangenta la

functia respectiva în punctul de functionare considerat (*tg(*φ*) pentru tangenta la caracteristica fluxului de excitatie si respectiv tg(*γ*) tangenta la caracteristica mecanica a masinii*).

Din acest punct tratarea problemei functiei de transfer a masinii de curent continuu cu excitatie serie si respectiv reprezentarea acesteia sub forma unei scheme bloc decurge ca în cazul masinii de curent continuu cu excitatie separata. În urma aplicarii transformatei *Laplace* se obtine o schema bloc echivalenta identica cu cea prezentata în figura 2.23

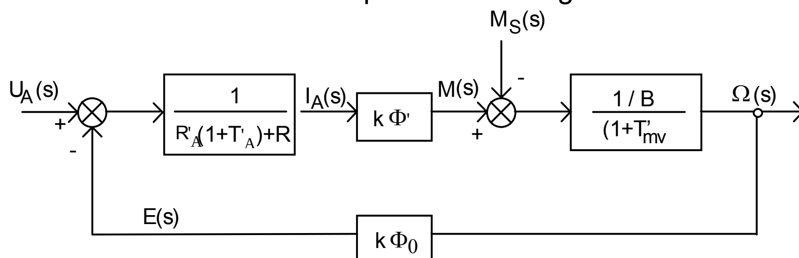


Fig. 2.25. Schema bloc a masinii de curent continuu cu excitatie serie.

unde: $R = \Omega_0 \cdot tg(\varphi) + k\Phi_0 \cdot tg(\gamma)$;

$$k\Phi' = k\Phi_0 + I_{A0} \cdot tg(\varphi) .$$

Din aceste relatii se observa ca masina de curent continuu cu excitatie serie introduce un termen proportional cu viteza unghiulara, deci practic o componenta de tipul *frecare vâscoasa*, ce are o importanta semnificativa în stabilitatea întregului sistem de actionare electrica.

2.6. PROBLEME

2.6.1. Probleme rezolvate

PR1. Un motor de curent continuu cu excitatie separata are turatia nominala egala cu 500rot/min si actioneaza o sarcina ce are cuplul proportional cu viteza. Tensiunea nominala a masinii este de 220V, curentul nominal de 20A.

Ce rezistenta trebuie conectata în serie cu indusul masinii pentru a reduce viteza actionarii la 250rot/min, daca rezistenta indusului este de 1Ω?

Rezolvare : $U_{An} = R_A I_{An} + (k\Phi)_n \cdot \Omega_n$

$$(k\Phi)_n = \frac{U_{An} - R_A I_{An}}{2\pi \frac{n_n}{60}} = \frac{220 - 20 \cdot 1}{2\pi \frac{500}{60}} = 3{,}82 Wb$$

$$U_{An} = (R_A + R) I_A + (k\Phi)_n \cdot \Omega_2 =$$

$$= (R_A + R) \cdot \frac{K \cdot \Omega_2}{(k\Phi)_n} + (k\Phi)_n \cdot \Omega_2$$

$$M_m = M_S = K \cdot \Omega_n = (k\Phi)_n \cdot I_{An}$$

si rezulta:

$$K = \frac{(k\Phi)_n \cdot I_{An}}{2\pi \frac{n_n}{60}} = \frac{3{,}82 \cdot 20}{2\pi \frac{500}{60}} = 1{,}46 Nm/rads^{-1}$$

$$R_A + R = \frac{U_{An} - (k\Phi)_n \cdot I_{An}}{\frac{K \cdot \Omega_2}{(k\Phi)_n}} = \frac{220 - 3{,}82 \cdot 2\pi \frac{500}{60}}{\frac{1{,}46 \cdot 2\pi \cdot 250}{3{,}82 \cdot 60}} = 12\Omega$$

$$R = 11\Omega$$

PR2. Un motor de curent continuu cu excitatie separata are urmatoarele date nominale:

$$U_{An} = 230V$$
$$n_n = 500rot/min$$
$$I_{An} = 100A$$
$$R_A = 0{,}1\Omega$$

Motorul antreneaza sub valorile limita o sarcina ce are cuplu constant si independent de viteza. Modificarea vitezei la valori inferioare vitezei de mers în gol se face prin intermediul reglarii tensiunii la bornele masinii, iar pentru valori superioare vitezei de mers în gol, prin reglarea valorii fluxului de excitatie (*slabire de câmp*). Se cere:

a) Care este tensiunea la bornele indusului masinii, daca viteza unghiulara are valoarea de 400rot/min?

b) De câte ori trebuie redus fluxul de excitatie pentru a obtine o viteza unghiulara de 800rot/min?

Rezolvare :

a) $$E_n = U_A - R_A I_A = 230 - 0{,}1 \cdot 100 = 220V$$

$$\Omega_n = 2\pi \frac{n_n}{60} = 2\pi \frac{500}{60} = 52{,}4 rad/s$$

$$(k\Phi)_n = \frac{E_n}{\Omega_n} = \frac{220}{52{,}4} = 4{,}2Wb$$

$$E_1 = \frac{E_n}{\Omega_n} \cdot \Omega_1 = \frac{220}{52{,}4} \cdot 2\pi \cdot \frac{400}{60} = 176V$$

$$U_{A1} = E_1 + R_A I_A = 176 + 10 = 186V$$

b)

$$E_2 = (k\Phi)_2 \cdot \Omega_2 = K \cdot (k\Phi)_n \cdot \Omega_2 =$$
$$= K \cdot 4{,}2 \cdot 2\pi \cdot \frac{800}{60} = 351{,}9 \cdot K$$

Cuplul de sarcina fiind constant, avem:

$$(k\Phi)_n \cdot I_{A1} = (k\Phi)_2 \cdot I_{A2}$$

$$I_{A2} = \frac{(k\Phi)_n}{(k\Phi)_2} \cdot I_{A1} = \frac{1}{K} \cdot I_{A1} = \frac{100}{K}$$

$$U_A = R_A I_{A2} + (k\Phi)_2 \cdot \Omega_2 =$$
$$= 0{,}1 \cdot 100 \cdot \frac{1}{K} + 351{,}9 \cdot K = 230$$
$$351{,}9 \cdot K^2 - 230 \cdot K + 10 = 0$$

si rezulta $K_1 = 0{,}6$ si $K_2 = 0{,}05$. Conform acestor valori, solutia acceptata este prima si astfel pentru cresterea vitezei unghiulare a actionarii la valoarea de 800 rot/min, fluxul de excitatie va trebui scazut de 0,61 ori, adica cu circa 40% fata de valoarea sa nominala.

2.6.2. Probleme propuse

PP1. O actionare electrica cu grup generator-motor este realizata cu doua masini de curent continuu cu excitatie separata identice si un motor asincron trifazat. Datele nominale ale masinilor sunt urmatoarele:

$$U_{An} = 440V$$
$$n_n = 1350 rot/min$$
$$I_{An} = 120A$$
$$R_A = 0{,}3\Omega$$
$$\Delta U_p = 1{,}6V$$

si raportul pierderilor mecanice si de ventilatie la pierderile Joule nominale din indusul unei masini de curent continuu de *1/1,5*.

Se considera neglijabile pierderile suplimentare si efectul demagnetizant al reactiei indusului. Se cere:

a) Ce putere trebuie sa aiba motorul asincron de antrenare, daca motorul de curent continuu trebuie sa functioneze în regim nominal? Se considera pierderile de putere ale celor doua masini de curent continuu, egale.

b) Care va fi turatia de mers în gol a motorului de curent continuu, daca turatia motorului asincron scade cu puterea dezvoltata relativa conform relatiei:

$$n_{As} = 1500 \cdot \left(1 - 0{,}02 \cdot \frac{P_{2As}}{P_{nAs}} \right) rot/min \text{ ?}$$

c). Care va fi turatia nominala a motorului de curent continuu, daca turatia motorului asincron scade cu puterea dezvoltata relativa conform relatiei anterioare?

Se va considera ca pierderile mecanice si de ventilatie ale masinilor de curent continuu au valoarea nominala, iar generatorul are excitatie nominala. Puterea la mersul în gol a motorului asincron, se estimeaza în conditiile date la *10%* din puterea nominala a cestuia.

PP2. Un motor de curent continuu cu excitatie derivatie are urmatoarele date nominale:

$$U_{An} = 400V$$
$$n_n = 1345 rot/min$$
$$I_{An} = 155A$$
$$R_A = 0{,}07\Omega$$

Se considera curentul de excitatie constant si egal cu valoarea sa nominala. Pentru pornirea masinii se utilizeaza o schema de comanda secventiala în functie de timp cu ajutorul unui reostat de pornire cu trei trepte. Schema permite obtinerea acelorasi valori ale curentului minim, respectiv maxim de pornire pe durata procesului tranzitoriu. Valoarea minima este cu *10%* mai mare decât valoarea curentului nominal al masinii. Se cere:

a). Care este valoarea minima si respectiv maxima a curentului de pornire? Se considera reactia indusului, caderea de tensiune la perii si inductivitatea indusului neglijabile.
b). Sa se determine valorile treptelor reostatului de pornire.
c). Daca cuplul de sarcina este proportional cu viteza $M_S = 0{,}2 \cdot n$ Nm, sa se determine variatia turatiei la pornire.
d). Sa se determine timpul de functionare pe fiecare treapta a reostatului de pornire, precum si timpul total de pornire.

Momentul total de inertie raportat la arborele masinii este $7\ kgm^2$.

PP3. Pentru masina de curent continuu cu excitatie derivatie din problema precedenta sa se determine schema bloc echivalenta atât în prezenta cuplului de sarcina, cât si în absenta sa.

2.7. BIBLIOGRAFIE

1. Bose B.K. ”*Power Electronics and AC Drives*”, Prentice-Hall, Inc., 1986;
2. Dubey G.K. ”*Power Semiconductor Controlled Drives*”, Prentice-Hall, Inc., 1989;
3. Fransua Al., Magureanu R. ”*Masini si actionari electrice*”, Ed. Tehnica, 1986;
4. Fransua Al., Magureanu R., Tocaci M. ”*Masini si actionari electrice. Culegere de probleme*”, E.D.P.B., 1980;
5. Hoft R.G. ”*Semiconductor Power Supplies*”, New York, Van Nostrand, 1986;
6. Kelemen A. ”*Actionari electrice*”, E.D.P.B., 1979;
7. Kyyrä J. ”*Suuntaajatekniikka*”, Helsinki, Otaniemi, 1995;
8. Leonhard W. ”*Control of Electrical Drives*”, Spriger Ferlag, 1985;
9. Mard M. ”*Sähkökäyttö*”, Helsinki, Otaniemi, 1995
10. Navrapescu V. ”*Referatul 2 de doctorat*”, Sept. 1994;
11. Micu E. ”*Electrotehnica de la A la Z*”, Ed. Stiintifica si Enciclopedica, 1985;
12. Soran I.F. ”*Actionari Electrice*”, Lito IPB, 1988;
13. Tunsoiu Gh., Seracin E., Saal C. ”*Actionari Electrice*”, EDPB, 1982.

CAPITOLUL 3

SISTEME DE ACTIONARE ELECTRICA MASINA DE CURENT CONTINUU - CHOPPER

3.1. PRINCIPII DE FUNCȚIONARE; TEHNICI DE REGLARE

Multe actionari electrice industriale si procese tehnologice sunt alimentate cu energie de la surse de tensiune continua. In multe situatii, este necesara conversia nivelului tensiunii continue. De exemplu, vagoanele de metrou, troleibuzele, sau vehiculele electrice sunt alimentate cu energie de la surse fixe de curent continuu. Totusi, controlul turatiei acestora necesita conversia tensiunii fixe a sursei de curent continuu într-o sursa variabila de tensiune pentru indusul masinii de curent continuu. Alte aplicatii industriale necesita convertoare de putere de tensiune continua cu valori nominale care pot varia de la câtiva *watt*-i la mii de *kilowatt*-i. In mod clasic, tensiunea continua cu amplitudine variabila este obtinuta dintr-o sursa fixa de tensiune continua prin doua metode:

Controlul rezistentei: In aceasta metoda se foloseste o rezistenta variabila montata între sursa de tensiune continua fixa si sarcina. Metoda folosita la controlul turatiei motoarelor

de tractiune, este ineficienta, deoarece pierderile prin efect Joule în rezistenta sunt mari.

Grup generator-motor: Se obtine o tensiune continua cu amplitudine variabila prin controlul curentului de excitatie al generatorului. Inca folosita, schema întrebuinteaza trei masini de aceeasi putere, ceea ce duce la costuri marite, randament scazut si timp de raspuns ridicat.

Incepând cu anii *'60* a aparut o noua solutie reprezentata de convertoare de tensiune continua, realizate cu semiconductoare. Sunt doua tipuri de convertoare de curent continuu:

Ansamblu invertor-redresor: In schemele care folosesc ansambluri *invertor – redresor*, tensiunea continua este întâi convertita în tensiune alternativa, apoi ridicata sau micsorata prin intermediul unui transformator, iar apoi redresata pentru a reobtine tensiune continua. Conversia, având doua etape, este mai costisitoare si mai putin eficienta.

Chopper (Variator de Tensiune Continua): Convertoarele de tensiune continua tip chopper reprezinta o tehnologie relativ noua. Poate fi considerat echivalent cu un transformator de tensiune alternativa, deoarece în conversia curent continuu catre curent continuu comportamentul chopper-ului este similar cu cel al unui autotransformator. Folosite în tractiuni electrice, *chopper*-ele permit o frânare recuperativa a masinii de curent continuu. Din acest motiv, folosirea chopper-elor este larg raspândita în întreaga lume.

Avantajele folosirii variatoarelor de tensiune continua (*chopper-e*) sunt urmatoarele:

⇒ Eficienta ridicata;
⇒ Flexibilitate în comanda;
⇒ Greutate scazuta;
⇒ Dimensiuni reduse;
⇒ Raspuns rapid în timp;
⇒ Utilizare maxima în tractiunile electrice.

Cu ajutorul chopper-elor se poate lucra cu succes pâna la frecvente de ***400 … 800 Hz***, daca se ia în considerare o

tensiune (*variatia ei*) la iesire mai scazuta. Daca se utilizeaza tranzistoare de putere, frecventa poate creste pâna la ***2,5 kHz***. Uneori se prefera, în cazul existentei unei surse de c.a., folosirea unei punti redresoare necomandata, urmata de un chopper.

Observatii:

- ☞ Daca se reduce (*sau elimina*) zona regimului de curent întrerupt, raspunsul actionarii este sensibil îmbunatatit (*ca si controlul – reglarea vitezei*);
- ☞ Pentru reducerea pierderilor ar fi util sa se foloseasca un redresor cu un numar ridicat de pulsuri, pentru a putea obtine ondulatii ale curentului de frecvente mai mari si astfel mai mici în amplitudine. Dar în acelasi timp, factorul de utilizare al tiristoarelor ar scadea la $\boldsymbol{2\pi/p}$, ceea ce implica o crestere substantiala a pretului de cost.

Principiul de functionare al unui chopper este descris în figura 3.1, unde este redat schematic un variator de tensiune continua de clasa *A*.

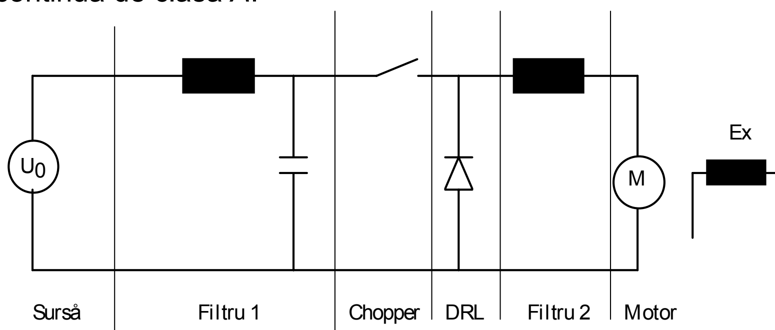


Fig. 3.1. Schema de principiu al unui chopper de clasa A.

Comanda la acest tip de chopper se poate face dupa doua criterii:

1. Controlul duratei de timp active;

2. Controlul dupa valoarea limita a curentului.

Observatii: Comanda conform criteriului ***1*** se mai numeste ***comanda în latime a pulsului***. Acest tip de comanda se poate realiza prin doua procedee:

1a) frecventa constanta: ***T*** fix si t_a variabil;

1b) frecventa variabila: t_a fix si ***T*** varabil sau t_a si ***T*** variabil.

Atunci când comanda se face cu frecventa variabila, proiectarea ***filtrului 1*** este dificila. Pentru valori mici de tesiune (*la pornire*), în cazul acestui tip de comanda, frecventele sunt mici, ceea ce duce la performante proaste pentru motor. Acest tip de comanda (*frecventa variabila*) este folosita foarte rar.

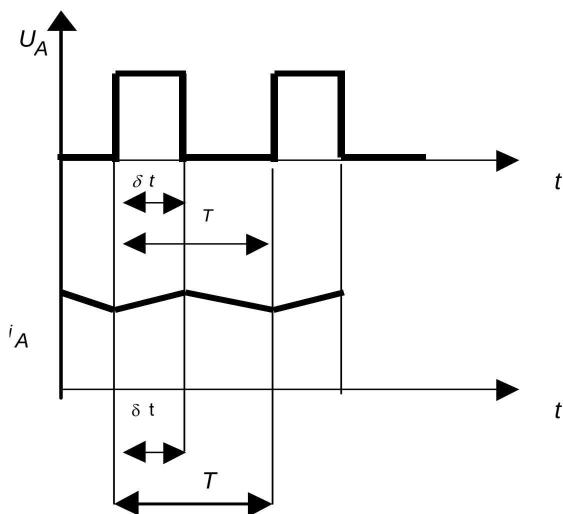


Fig. 3.2. Comanda unui variator de tensiune continua (*Chopper*).

$$U_A = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_A dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U dt = \delta U \qquad (3.1.)$$

unde: $\delta T = t_A$ este durata de timp activa.

In figura 3.3 este prezentata schema electrica de principiu a unui chopper de clasa ***B***. Caracteristic pentru acest tip de chopper este faptul ca valoarea medie a tensiunii nominale a motorului de curent continuu este superioara valorii tensiunii de alimentare a chopper-ului.

Functionarea chopper-ului este descrisa de diagramele de tensiuni si curenti din figura 3.4.

În intervalul $\boldsymbol{0 < t < t_A}$ chopper-ul este ***închis***. Curentul prin inductivitatea ***L*** creste si se înmagazineaza energie în bobina.

In intervalul $\boldsymbol{t_A < t < T}$, chopper-ul este ***deschis***, curentul se închide prin dioda de regim liber ***D*** si indusul masinii de curent continuu.

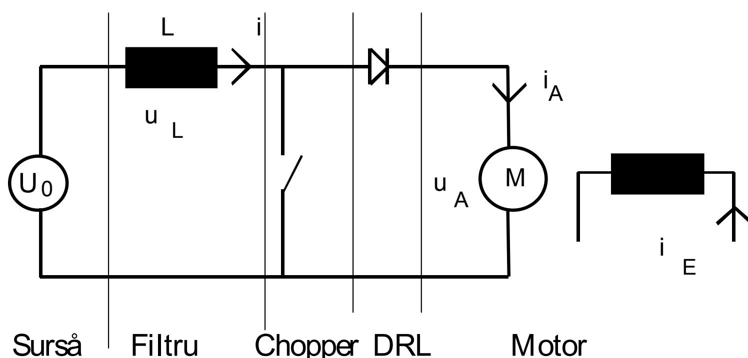


Fig. 3.3. Schema de principiu a unui chopper de clasa ***B***.

Relatiile definitorii pentru functionarea chopper-ului sunt urmatoarele:

$$u_A = U_0 - u_L = U_0 - L\frac{di}{dt} \tag{3.2}$$

daca se alimenteaza si indusul masinii de curent continuu, atunci variatia curentului în raport cu timpul ***di/dt*** este negativa si astfel $\boldsymbol{u_A}$ este mai mare deât $\boldsymbol{U_0}$.

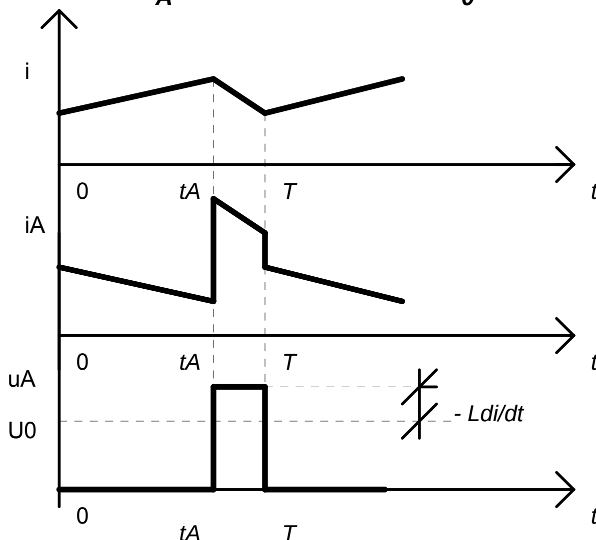


Fig. 3.4. Functionarea chopper-ului.

$$U_0 = U_{Ab} + u_L$$

$$u_L = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T L \cdot \frac{di}{dt} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot L \int_{i_1}^{i_1} di = 0$$

$$U_{AB} = \frac{1}{T} \cdot \int_{\delta T}^{T} U_A dt = U_A (1-\delta) \quad \Rightarrow \tag{3.3}$$

$$U_A = \frac{U_{AB}}{1-\delta} = \frac{U_0}{1-\delta}$$

Observatii:

- Chopper-ul este ridicator de tensiune;
- Tensiunea $\boldsymbol{U_A}$ poate creste toretic pâna la infinit, dar practic se obtine o valoare mai mare decât valoarea tensiunii de alimentare $\boldsymbol{U_0}$, fixa si finita, impusa de parametrii sarcinii si ai chopper-ului;

- ☞ Choppere-ele de clasa ***B*** sunt folosite în procesul de frânare recuperativa;
- ☞ Comanda unui astfel de chopper se mai numeste si ***comanda punct cu punct*** a curentului între anumite limite ale acestuia. Pentru folosirea unei masini de curent continuu drept sarcina, acest tip de comanda este similar celui de frecventa variabila.

3.2. SISTEM DE ACTIONARE ELECTRICA MOTOR DE CURENT CONTINUU - CHOPPER

In figura 3.5 este redata schema de principiu a unui sistem de actionare electrica masina de curent continuu - chopper. Chopperul prezentat este de ***clasa A*** si asigura functionarea numai în cadranul ***I*** (*tensiunea si curentul au valori pozitive*). Filtrul ***L-C*** este introdus pentru netezirea formei de curent / tensiune a sursei de alimentare.

Ca ipoteza de lucru se considera un filtru ideal, astfel încât tensiunea la bornele chopper-ului este chiar U_S.

In figura 3.6 sunt redate circuitele echivalente pentru functionarea chopper-ului în cazul duratei active si a duratei de pauza.

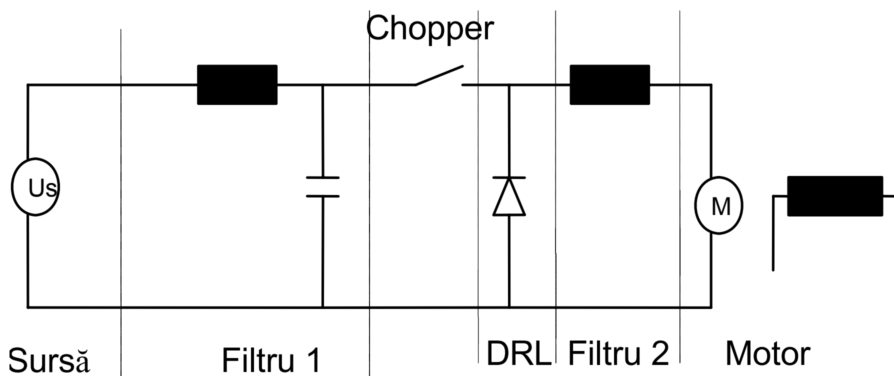


Fig. 3.5. Schema de principiu al unui chopper de clasa ***A***.

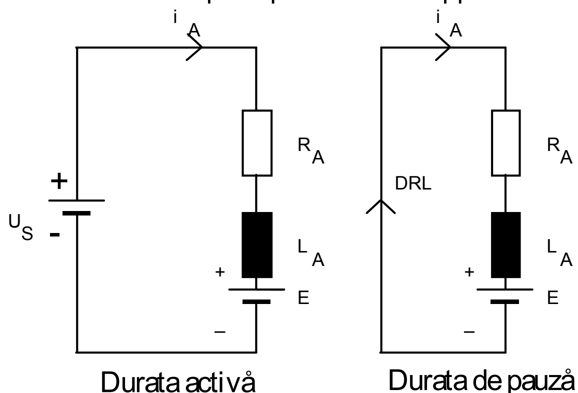


Fig. 3.6. Circuitele echivalente pentru functionarea chopper-ului.

Observatii:

 Curentul prin sursa nu este continuu. El este în pulsuri, ceea ce implica existenta unei puteri active cerute de la sursa de valoare mare, un timp mic (*pulsuri de putere*), care poate duce la variatii ale tensiunii de alimentare. Armonica fundamentala a formei de curent are aceeasi frecventa cu cea a curentului. Ele sunt nedorite

datorita unor posibile interferente cu alte sarcini de curent continuu, producând astfel interferente de radio frecventa. De aceea este bine de lucrat cu chopper-ul la frecvente cât mai mari, deoarece armonicile pot fi reduse astfel la un nivel acceptabil cu ajutorul unor filtre mai ieftine.

☞ Pe durata activa energia absorbita este transformata partial în putere mecanica utila, o fractiune este convertita în caldura în R_A si în elementele chopper-ului, iar o alta parte se înmagazineaza în inductivitatea L_A. Aceasta este direct raspunzatoare de frecventa functionarii continue.

☞ Daca inductivitatea L_A sau curentul I_A au valori mici, sau tensiunea medie a sarcinii E are valoare mare, va exista un regim de functionare discontinua. Acest regim poate fi eliminat prin functionarea chopper-ului la frecvente ridicate. Regimul de functionare discontinua poate apare si în regimurile tranzitorii. De aceea, ecuatiile statice de functionare vor fi prezentate pentru acest regim.

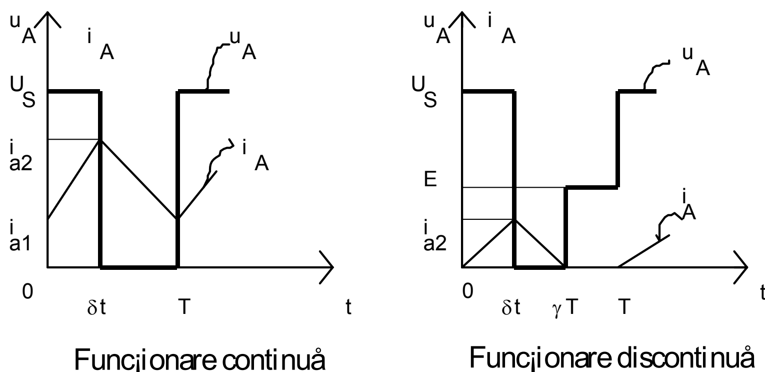


Fig. 3.7. Regimurile de functionare ale chopper-ului.

Ipoteze de lucru:

- ➔ Chopper-ul este ideal (*fara pierderi*);
- ➔ Dioda de regim liber (*DRL*) este ideala, caderea de tensiune pe acest element al schemei este nula;
- ➔ Regim de functionare continua;
- ➔ Tensiunea de alimentare a chopper-ului este egala cu cea a sursei.
- ➔

3.3. ECUATIILE STATICE DE FUNCTIONARE PENTRU REGIM DE FUNCTIONARE STABIL

A. ***Comanda în functie de timp***:

1). Durata activa ***0 < t < δT***.

$$R_A i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + E = U_S$$
$$i_A(0) = i_{A_1} \tag{3.4.a}$$

solutia este:

$$i_A = \frac{U_S - E}{R_A} + \left(i_{A_1} - \frac{U_S - E}{R_A} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_A}}$$

$$i_A(\delta T) = i_{A_2} = \frac{U_S - E}{R_A} + \left(i_{A_1} - \frac{U_S - E}{R_A} \right) \cdot e^{-\frac{\delta T}{T_A}} \tag{3.4.b}$$

2). Durata de pauza ***δT < t < T***.

$$t' = t - \delta T$$
$$R_A i_A + L\frac{di_A}{dt'} + E = 0$$
$$i_A\big|_{(t'=0)} = i_A\big|_{(t=\delta T)} = i_{A_2}$$

(3.5.a)

solutia este:

$$i_A = -\frac{E}{R_A} + \left(i_{A_2} + \frac{E}{R_A}\right)\cdot e^{-\frac{t'}{T_A}}$$
$$i_A\big|_{(t=T\cdot(1-\delta))} = i_{A_1} = -\frac{E}{R_A} + \left(i_{A_2} + \frac{E}{R_A}\right)\cdot e^{-\frac{T\cdot(1-\delta)}{T_A}}$$

(3.5.b)

Prin rezolvarea sistemului de ecuatii format din relatiile 3.4 si 3.5 se obtine:

$$i_{A_1} = \frac{U_S}{R_A}\cdot\frac{e^{\frac{\delta T}{T_A}}-1}{e^{\frac{T}{T_A}}-1} - \frac{E}{R_A}$$
$$i_{A_2} = \frac{U_S}{R_A}\cdot\frac{1-e^{-\frac{\delta T}{T_A}}}{1-e^{-\frac{T}{T_A}}} - \frac{E}{R_A}$$

(3.6)

Definim ***ondulatia de curent*** prin relatia:

$$\Delta i_A = \frac{i_{A_1} - i_{A_2}}{2} = \frac{U}{2R_A}\cdot\frac{1+e^{\frac{T}{T_A}} - e^{\frac{\delta T}{T_A}} - e^{\frac{T-\delta T}{T_A}}}{e^{\frac{T}{T_A}} - 1} \qquad (3.7.a)$$

si are valoarea maxima pentru δ **= 0,5**:

$$\Delta i_{Amax} = \frac{U_S}{R_A} \frac{e^{\frac{T}{2T_A}} - 1}{1 + e^{\frac{T}{2T_A}}} \tag{3.7.b}$$

Dezvoltarea în serie Fourier a curentului I_A conduce la amplitudinea fundamentalei curentului:

$$A_1 = \frac{2(2I_0 + \Delta i_{Amax})}{\pi} \frac{ln\left(1 + \frac{\Delta i_{Amax}}{I_0}\right)}{\sqrt{\pi^2 + ln^2\left(1 + \frac{\Delta i_{Amax}}{I_0}\right)}} \tag{3.8}$$

$$I_0 = \frac{U_S}{R_A} \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{\delta T}{T_A}}}{1 - e^{\frac{T}{T_A}}} - \delta \right) + \frac{\delta U_S - k_e \Phi_e \cdot \Omega}{R_A} \tag{3.9}$$

Situatia cea mai defavorabila corespunde la limita curentului întrerupt, adica pentru $I_0 = I_{min} = 0$. Limitând valoarea eficace a fundamentalei la o valoare impusa $k_W I_{An}$ rezulta prin dezvoltare în serie de puteri a exponentialei care apare în expresia analizata si neglijând termenii de grad superior ($T << 2T_A$):

$$k_W I_{An} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{e^{\frac{T}{2T_A}} - 1}{e^{\frac{T}{2T_A}} + 1} \frac{U_S}{R_A} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_S}{R_A} \frac{T}{4T_A + T} \cong$$
$$= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_S}{R_A} \frac{T}{4T_A} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_S}{L_A} T \qquad (3.10)$$
$$L_W = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \frac{U_S}{k_W I_{An}} T$$

unde L_W este valoarea necesara a inductantei de netezire (*filtrare*) folosita. Se remarca dependenta acestei valori de perioda de lucru.

Observatii:

☞ In regim stabilizat de functionare, valoarea medie a caderii de tensiune pe bobina este zero. Astfel:

$$U_A = E + R_A I_A$$
$$\delta U_S = E + R_A I_A \qquad (3.11)$$
$$I_A = \frac{\delta U_S - E}{R_A}$$

☞ Daca fluxul de excitatie este constant, atunci în regim stabilizat de functionare, cuplul de sarcina M_S este egal cu cuplul electromagnetic M si este proportional cu valoarea curentului din indusul masinii de curent continuu, I_A. Astfel rezulta:

$$\Omega = \frac{\delta U_S}{k_e \Phi_e} - \frac{R_A}{(k_e \Phi_e)^2} \cdot M \qquad (3.12.a)$$

☞ Pentru o variatie lineara (*panta curentului indus, constanta*) a curentului I_A atât pe durata când

chopperul este activ, cât si pe durata de pauza, avem:

$$I_A = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\delta T} \left(i_{A1} + \frac{i_{A2} - i_{A1}}{\delta T} \cdot t \right) dt + \int_0^{T-\delta T} \left(i_{A2} + \frac{i_{A1} - i_{A2}}{T - \delta T} \cdot t' \right) dt' \right] =$$

$$= \frac{i_{A1} + i_{A2}}{2} = constant$$

(3.12.b)

O astfel de valoare a curentului mediu prin indusul masinii de curent continuu poate duce la aparitia fenomenului de instabilitate statica de functionare, deoarece pentru aproximatia considerata anterior nu a contat caracterul sarcinii masinii.

B. ***Comanda în functie de curent***:

Analizând ecuatiile 3.4 si 3.5 se obtine:

$$-\delta T = T_A \cdot ln \frac{U_S - E - R_A i_{A_1}}{U_S - E - R_A i_{A_2}}$$

$$(1 - \delta T) = -T_A \cdot ln \frac{E + R_A i_{A_1}}{E + R_A i_{A_2}} \qquad (3.13\text{-}3.14)$$

Din ecuatiile 3.13-3.14 rezulta perioada ***T*** si din ecuatia 3.13 se obtine coeficientul δ. Astfel, rezulta valoarea medie a curentului prin indusul masinii, respectiv valoarea cuplului electromagnetic dezvoltat de catre aceasta:

$$I_A = \frac{\delta U_S - E}{R_A}$$

$$M = (k_e \Phi_e) \cdot I_A \qquad (3.15)$$

Observatie:

☞ Daca intervalele ***δT*** si ***(1-δT)*** sunt mult mai mici decât T_A, iar variatia de la i_{A1} la i_{A2} si invers se considera practic constanta, atunci se obtine o instabilitate pentru marea majoritate a sarcinilor:

$$I_A = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\delta T} \left(i_{A_1} + \frac{i_{A_2} - i_{A_1}}{T} \cdot t \right) dt + \int_0^{T-\delta T} \left(i_{A_2} + \frac{i_{A_1} - i_{A_2}}{T - \delta T} \cdot t' \right) dt' \right] =$$

$$= \frac{i_{A_1} + i_{A_2}}{2} = const \tag{3.16}$$

3.4. PRINCIPIUL DE FUNCTIONARE AL UNUI CHOPPER

Circuitele de comutatie ale unui chopper pot fi grupate astfel:

1. Comutatie în sarcina. Curentul de sarcina care trece prin dispozitivul semiconductor de comandat (*tiristor*) fie devine zero sau este transferat unui alt tiristor în conductie;

2. Comutatie fortata. Curentul prin tiristorul în conductie este fortat sa devina zero prin doua modalitati:

a) Comutatia în tensiune, care presupune utilizarea unui condensator pentru aplicarea unei tensiuni inverse tiristorului, astfel încât acesta se stinge;

b) Comutatia în curent, care presupune trecerea unui puls de curent invers prin tiristorul care se afla în conductie, iar atunci când curentul rezultant devine zero, tiristorul se stinge.

c)

A). *Comutatia în tensiune*

Un exemplu de circuit cu comutatie în tensiune a chopper-ului este prezentat in figura 3.8.

În figura 3.8 au fost folosite notatiile: T_1 si T_2 sunt tiristorul principal, respectiv auxiliar. De notat ca la puteri mici se pot folosi în loc de tiristoare, tranzistoare.

Exista doua circuite oscilante: inductivitatile L_0, L_2, condensatorul ***C***, respectiv inductivitatea L_1 si condensatorul ***C***. Diodele D_1, D_2 sunt folosite pentru stingerea tiristorului principal, iar dioda ***D*** preia curentul rotoric al masinii de curent continuu atunci când tiristorul principal se blocheaza.

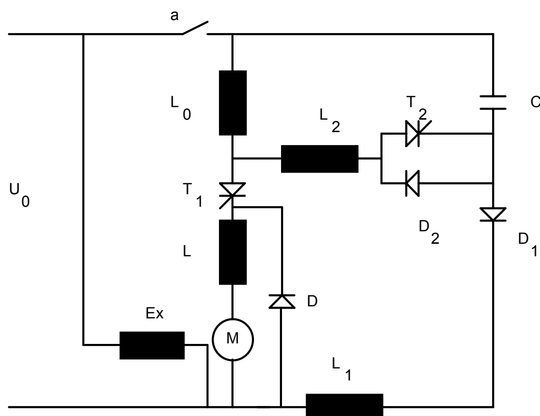


Fig. 3.8. Chopper cu comutatie in tensiune.

Etapele functionarii sunt urmatoartele:

1. La alimentare este conectat circuitul oscilant format din inductivitatea L_1 si condensatorul C. Se obtin relatiile:

$$U_0 = u_C + L_1 \cdot \frac{di_C}{dt}$$

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt} \qquad (3.17)$$

$$U_0 = u_C + CL_1 \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2}$$

Solutia este:

$$u_C = C_1 \cdot cos\omega t + C_2 + C_3 \cdot sin\omega t$$

Din conditiile initiale:

$$\begin{matrix} u_C(0) = 0 \\ i_C(0) = 0 \end{matrix} \Rightarrow \begin{matrix} C_1 + C_2 = 0 \\ C_3 = 0 \end{matrix} \qquad (3.18.a)$$

Prin înlocuirea în relatia 3.17.c, se obtine:

$$U_0 = C_1 \cdot cos\omega t - C_1 + CL_1 \cdot \omega^2 \cdot C_1 \cdot (-cos\omega t) \qquad (3.18.b)$$

$$C_1 = -U_0 \qquad C_2 = U_0 \qquad (3.18.c)$$

si rezulta:

$$u_C = U_0 - U_0 \cdot cos\omega t$$

$$i_C = \omega C \cdot U_0 \cdot sin\omega t \qquad (3.19)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

In figura 3.9 este redata variatia în timp a diverselor marimi care definesc functionarea chopper-ului comandat în tensiune.

Figura 3.10 arata cum variaza marimile: tensiunea si curentul condensatorului ***C***.

Observatii:

☞ Dioda $\boldsymbol{D_1}$ se opune schimbarii sensului curentului prin circuitul oscilant $\boldsymbol{L_1C}$ unde $t_C = \pi \cdot \sqrt{L_1C}$.

Aceasta reprezinta etapa premergatoare comandarii tiristorului principal. S-au asigurat astfel, conditiile necesare stingerii acestuia.

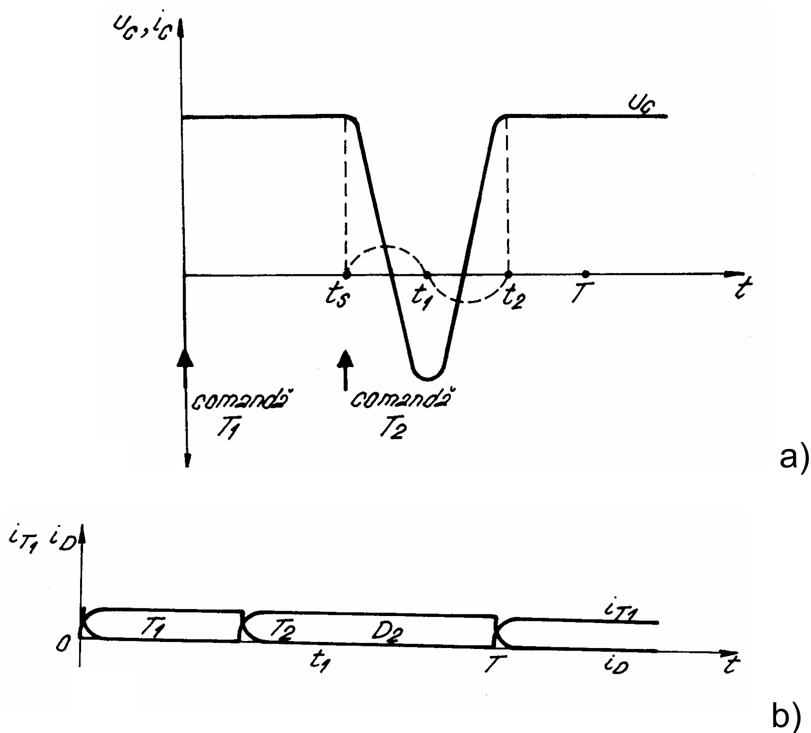


Fig. 3.9. Forme de unda ale chopper-ului comandat în tensiune
a) tensiunea pe condensator; b) curentul prin tiristor.

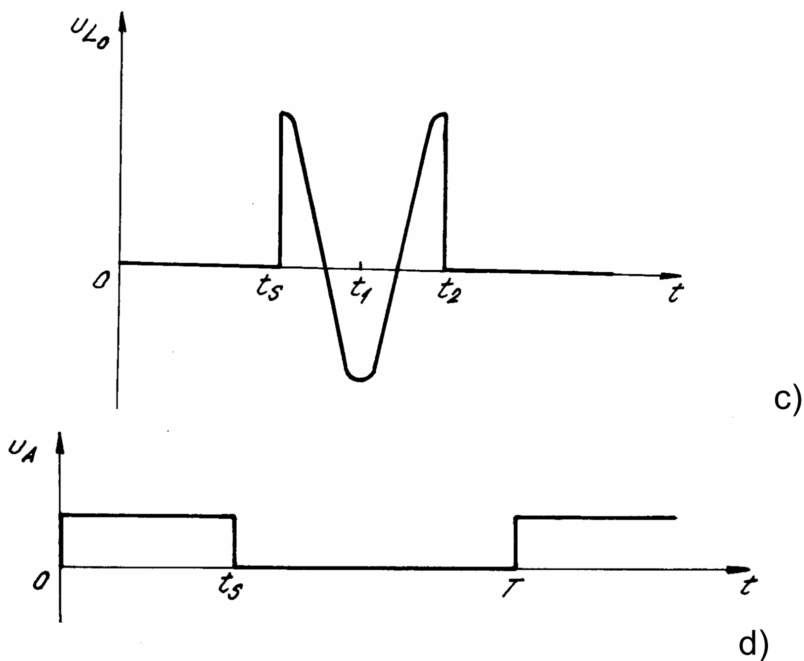


Fig. 3.9. Forme de unda ale chopper-ului comandat în tensiune
c) tensiunea pe bobina; d) tensiunea la bornele masinii.

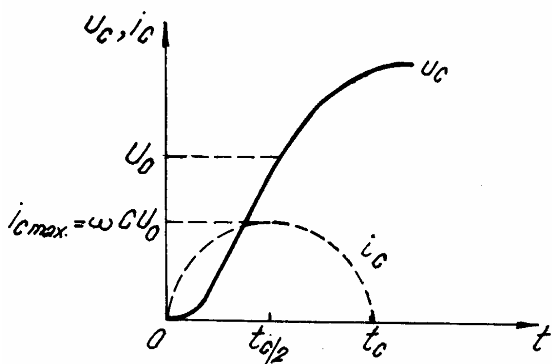


Fig. 3.10. Formele de unda ale tensiunii si curentului prin condensator.

2. Se comanda tiristorul T_1 la momentul **0**: se stabileste astfel curentul i_A prin indusul masinii de c.c. Pentru o valoare mare a inductivitatii **L** se obtine i_A constant si tensiunea medie pe indus U_A egala cu tensiunea de alimentare U_0. Tiristorul T_2 este blocat (*necomandat*), dioda D_2 este blocata (*potentialul anodului este negativ*).

3. Se comanda tiristorul T_2 la momentul t_S: se închide circuitul oscilant L_0, L_2, C si condensatorul **C** se poate descarca. (*Sensul curentului* I_C *este* T_2, C, L_0, L_2).

$$u_C = (L_0 + L_2)\cdot\frac{di_C}{dt}$$
$$i_C = -C\cdot\frac{du_C}{dt} \qquad (3.20)$$
$$u_C + (L_0 + L_2)\cdot C\cdot\frac{d^2u_C}{dt^2} = 0$$

solutia este:

$$u_C = A_1 + A_2\cdot\sin\omega' t + A_3\cdot\cos\omega' t \qquad (3.21)$$

cu conditiile initiale:

$$u_C(t_S) = 2U_0$$
$$i_C(t_S) = 0 \qquad (3.22)$$

$$u_C(t_S) = 2\cdot U_0 \qquad \Rightarrow$$
$$A_1 + A_2\cdot\sin\omega' t_S + A_3\cdot\cos\omega' t_S = 2\cdot U_0 \qquad (3.23)$$

$$-C\cdot\omega'\cdot A_2\cdot\cos\omega' t_S + A_3\cdot C\cdot\omega'\cdot\sin\omega' t_S = 0 \qquad (3.24)$$

$$A_1 + A_2\cdot\sin\omega' t_S + A_3\cdot\cos\omega' t_S + \frac{1}{\omega'^2}[A_2\cdot\omega'^2\cdot(-\sin\omega' t_S) -$$
$$- A_3\cdot\omega'^2\cdot\cos\omega' t_S] = 0$$
$$(3.25)$$

Rezulta: $A_1 = 0$

iar din sistemul urmator se vor obtine constantele $\boldsymbol{A_2}$ si respectiv$\boldsymbol{A_3}$:

$$A_2 \cdot sin\omega' t_S + A_3 \cdot cos\omega' t_S = 2 \cdot U_0$$
$$-C \cdot \omega'^2 \cdot A_2 \cdot cos\omega' t_S + A_3 \cdot C \cdot \omega'^2 \cdot sin\omega' t_S = 0 \quad 3.26)$$

$$A_2 = 2 \cdot U_0 \cdot sin\omega' t_S$$
$$A_3 = 2 \cdot U_0 \cdot cos\omega' t_S \quad (3.27)$$

Se obtin solutiile finale pentru valoarea tensiunii si a curentului:

$$u_C = 2U_0 \cdot cos\omega'(t - t_S)$$
$$i_C = 2C\omega' U_0 \cdot cos\omega'(t - t_S) \quad (3.28)$$

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{(L_0 + L_2)C}} \quad (3.29)$$

Tensiunea la bornele inductivitatii $\boldsymbol{L_0}$:

$$u_{L_0} = 2U_0 \cdot \frac{L_0}{L_0 + L_2} \cdot cos\omega'(t - t_S) \quad (3.30)$$

Observatii:

- ☞ Pentru valori ale inductivitatii $\boldsymbol{L_0}$ mult mai mari decât valoarea inductivitatii $\boldsymbol{L_2}$ la momentul $\boldsymbol{t=t_S}$, rezulta ca $\boldsymbol{u_{L0}}$ este aproximativ egala cu $\boldsymbol{2U_0}$;
- ☞ Când energia din condensator s-a transferat în $\boldsymbol{L_0}$, $\boldsymbol{L_2}$ tiristorul $\boldsymbol{T_2}$ este blocat si conductia este

preluata mai departe de D_2, reîncarcandu-se condensatorul la valoarea $2U_0$;

☞ Cand tiristorul T_2 a fost comandat, practic au fost puse în opozitie doua surse de tensiune de valori diferite: sursa de tensiune U_0 si condensatorul cu tensiunea $2U_0$. Aceasta din urma va da nastere la un curent care va anula curentul principal prin tiristorul T_1, iar curentul din indusul motorului de curent continuu se va închide prin dioda ***D.***

B). *Comutatia în curent*

Figura 3.11 prezinta schema de principiu a unui chopper comandat prin comutatie în curent.

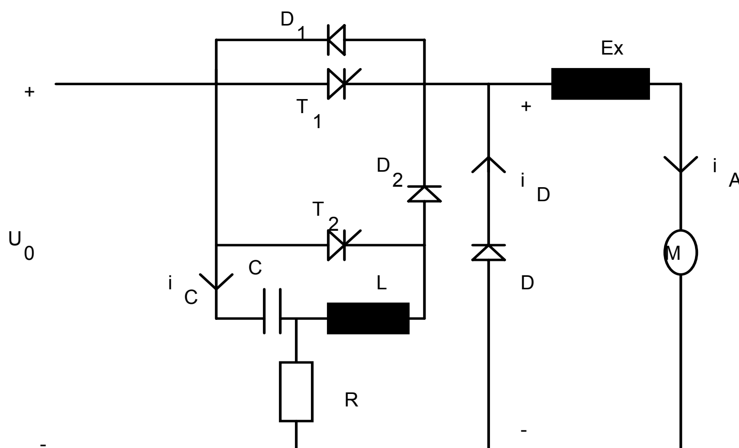


Fig. 3.11. Chopper cu comutatie în curent.

Tiristorul principal T_1 este comandat cu ajutorul unui circuit de comanda. Formele de unda ale marimilor de baza sunt redate în figura 3.12.

Condensatorul ***C*** este încarcat prin sursa U_0, condensatorul ***C***, si rezistorul ***R***. Tiristorul principal este comandat la momentul $t=t_0$. Terminalele sarcinii sunt conectate la sursa de alimentare, iar curentul de sarcina trece prin tiristorul principal T_1.

La $t=t_1$, comutatia lui T_1 este initiata prin comandarea tiristorului auxiliar T_2. Un curent oscilant se va închide prin circuitul C, T_2 , L.

Când i_C îsi schimba sensul la momentul t_2, tiristorul T_2 se stinge prin comutatie naturala, iar curentul oscilant i_C se închide prin dioda D_2 si T_1. Prin tiristorul T_1 curentul circula în directie opusa si de aceea se produce descresterea curentului prin tiristorul principal T_1.

La momentul t_3, i_C este egal cu i_{T1}, astfel încât tiristorul T_1 se stinge deoarece curentul care îl parcurge devine zero. Când curentul prin tiristorul principal T_1 scade catre zero, dioda D_1 începe sa conduca curentul i_C-i_A si tiristorul T_1 se va mentine blocat.

La momentul t_4, i_C este egal cu i_A si i_{D1} este zero. In acest moment, daca dioda de regim liber ***D*** n-ar avea sensul din figura 3.11, atunci curentul s-ar închide prin sursa U_0, ***C***, ***L***, D_2 si sarcina.

La momentul t_5, dioda de regim liber ***D*** conduce datorita curentului prin sarcina i_A. Condensatorul ***C*** se va încarca prin circuitul oscilant format din condensatorul ***C*** si inductivitatea ***L***: U_0, ***C***, ***L***, D_2, ***D***; curentul i_C scade catre zero la momentul t_6 ceea ce duce la cresterea tensiunii pe condensator u_C mai mare decât U_0. Pe intervalul t_5, t_6, curentul i_A este egal cu i_C+i_D si de aceea, odata cu descresterea lui i_C, i_D va creste.

De la momentul t_6 încolo, curentul prin indusul motorului i_A se închide prin dioda ***D*** si începe sa scada. Tensiunea pe condensatorul u_C scade prin rezistorul ***R***.

La momentul $t=T$, tiristorul principal T_1 este comandat din nou, si ciclul se repeta.

Acest tip de chopper a fost dezvolat de *Hitachi Electric Co.*, *Japonia* si a fost utilizat în actionarea din sistemele de tractiune electrica.

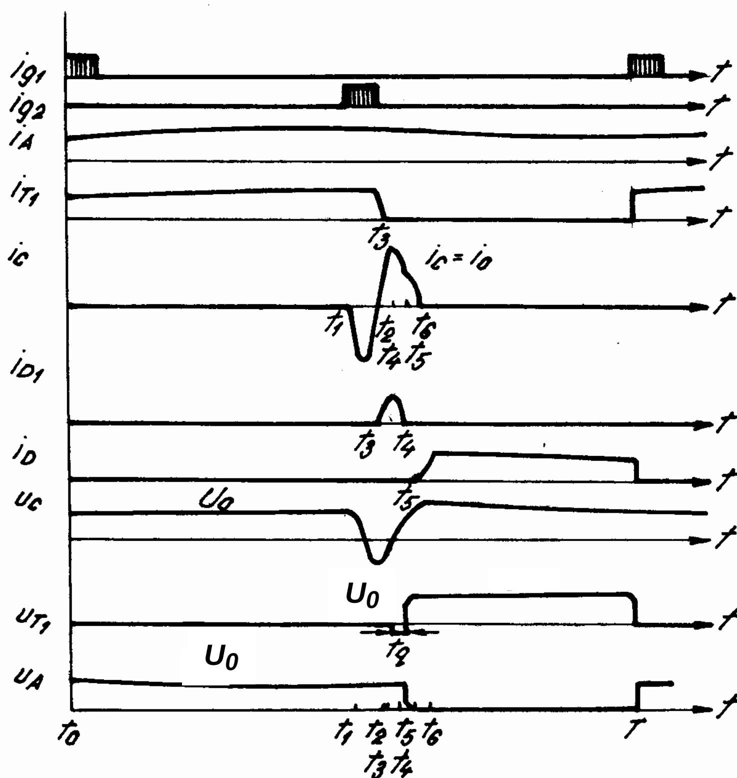


Fig. 3.12. Forme de unda la chopper cu comutatie în curent.

Avantaje:

- Comutatia este fiabila atâta timp cât curentul de sarcina este mai mic decât curentul i_C;
- Condensatorul ramâne întotdeauna încarcat la aceiasi polaritate;
- Tiristorul auxiliar T_2 este comutat natural atunci când curentul sau trece prin valoarea zero.

Alegerea componentelor de comutatie L si C

a) Valoarea maxima a curentului de comutatie este mai mare decât maximul anticipat pentru valoarea curentului de sarcina. De aceea:

$$i_C = U_0 \cdot \left(\frac{C}{L}\right)^{1/2} = x \cdot I_{Amax} \tag{3.31}$$

unde: $x > 1$.

b) Timpul de stingere t_q al circuitului este mai mare decât timpul de stingere t_{OFF} al tiristorului:

$$\begin{aligned} t_q &= t_{OFF} + \Delta t \\ t_q &= t_4 - t_3 \end{aligned} \tag{3.32}$$

daca $x = 2$, atunci:

$$\begin{aligned} \omega' t_q &= \frac{2\pi}{3} \\ t_q &= \frac{2\pi}{3} \cdot (LC)^{1/2} = t_{OFF} + \Delta t \end{aligned} \tag{3.33}$$

$$2I_{Amax} = U_0 \left(\frac{C}{L}\right)^{1/2} \tag{3.34}$$

rezulta:

$$\begin{aligned} L &= \frac{3 \cdot U_0 \cdot (t_{OFF} + \Delta t)}{4\pi \cdot I_{Amax}} \\ C &= \frac{3 \cdot I_{Amax} \cdot (t_{OFF} + \Delta t)}{\pi U_0} \end{aligned} \tag{3.35}$$

Comutatia în sarcina a unui chopper:

In figura 3.13 este prezentat un chopper cu comutatie în sarcina. Chopper-ul are patru tiristoare care functioneza atât ca tiristor principal cât si ca tiristor auxiliar (*de comutatie*). Tiristoarele pereche T_1, T_2 si T_3, T_4 conduc alternativ curentul sarcinii (i_A).

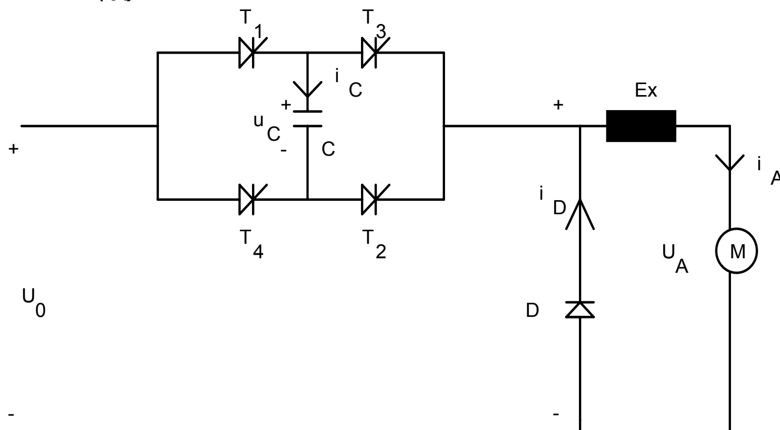


Fig. 3.13. Chopper cu comutatie în sarcina.

Secventa de operare este redata în figura 3.14.

La momentul $t=t_0$, tiristoarele T_1 si T_2 sunt în stare de conductie. Anterior acestui moment, tensiunea pe condensator era negativa (u_C = - U_0) datorita conductiei perechii de tiristoare T_3, T_4. Tensiunea aplicata masinii $U_A = U_0 - u_C$ va ajunge la valoarea $2U_0$. Curentul de sarcina (*al chopper-ului*) se va închide prin circuitul U_0, T_1, **C**, T_2 si indusul masinii de curent continuu.

La momentul t_1, tensiunea condensatorului devine $+U_0$. Dioda de regim liber **D**, începe sa conduca, iar curentul de sarcina este transferat de la tiristoarele T_1, T_2 la dioda **D**.

La momentul ***T***, cealalta pereche de tiristoare T_3, T_4 se va afla în conductie. Celorlalte tiristoare li se aplica prin intermediul condensatorului ***C***, o tensiune inversa si apoi se sting. Ciclul de functionare se repeta.

Tensiunea care se aplica masiniii de curent continuu are amplitudinea variabila prin schimbarea frecventei de comutatie a chopper-ului. Pentru o sarcina constanta I_A, timpul de functionare activa a chopper-ului este dat de relatia:

$$t_{ON} = \delta T \tag{3.36}$$

$$t_{ON} = \frac{2U_0C}{I_A} \tag{3.37}$$

Tensiunea aplicata masinii este:

$$U_A = U_0 \cdot \frac{t_{ON}}{T} = U_0 \cdot t_{ON} \cdot f = \frac{2 \cdot U_0^2 \cdot C \cdot f}{I_A} \tag{3.38}$$

La frecventa maxima $f = f_{max}$, se obtin relatiile:

$$U_A(f_{max}) = U_0 \tag{3.39}$$

$$U_0 = \frac{2 \cdot U_0^2 \cdot C}{I_A} \cdot f_{max} \tag{3.40.a}$$

$$f_{max} = \frac{I_A}{2 \cdot U_0 \cdot C}$$

$$C = \frac{I_{Amax}}{2 \cdot U_0 \cdot f_{max}} \tag{3.40.b}$$

Dezavantaje:

- Tensiunea maxima aplicata sarcinii este de doua ori valoarea tensiunii de alimentare, fiind necesare filtre de reducere a acestei valori;
- La aplicatiile de mare putere, randamentul actionarii poate scadea datorita pierderilor de comutatie la mare frecventa si pierderilor din cele doua tiristoare aflate în conductie;
- Dioda de regim liber trebuie sa fie de tip rapid, datorita aparitiei unei tensiuni mari într-un interval de timp foarte scurt;
- Este necesara prezenta unui circuit logic care sa asigure blocarea unei perechi de tiristoare cât timp celelalte tiristoare nu au iesit din starea de conductie.

Avantaje:

- Se poate comuta orice valoare de curent;
- Nu este necesara o inductivitate de comutatie, care de obicei este costisitoare si produce zgomot magnetic;
- Se poate opera la frecvente mari de ordinul ***kHz***, astfel încât necesarul de elemente de filtrare a curentului motorului este minim.

3.5. MASINI DE CURENT CONTINUU ALIMENTATE DE LA CHOPPERE

Cea mai importanta utilizare a chopper-elor este controlul turatiei masinilor utilizate în sistemele de actionari industriale sau în sistemele de tractiune electrica.

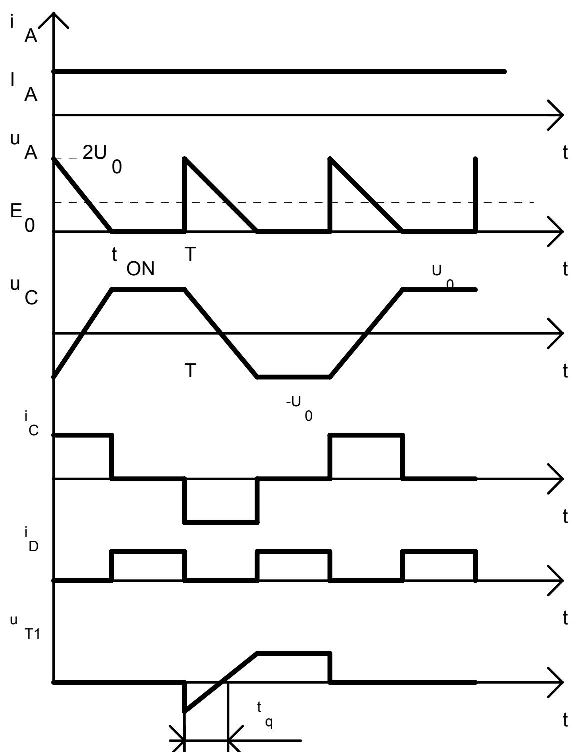


Fig. 3.14. Forme de unda pentru chopper-ul cu comutatie în sarcina.

3.5.1. Analiza functionarii masinilor de curent continuu alimentate de la choppere

In figura 3.15 se prezinta circuitul de baza si formele de unda relevante pentru functionarea unei ***masini de curent continuu cu excitatie serie*** alimentata de la un chopper (***V**ariator de **T**ensiune **C**ontinua*).

Se presupune ca prin indusul masinii circula un curent constant i_A si ca turatia este de asemenea constanta. Ecuatiile de functionare sunt ($t_{ON} = \delta T$):

$$U_0 = R_A i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + M_{EA} I_A \Omega + K_f \Omega \qquad pentru \qquad 0 < t < t_{ON}$$

$$0 = R_A i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + M_{EA} I_A \Omega + K_f \Omega \qquad pentru \qquad t_{ON} < t < T$$

(3.41)

unde termenul al treilea al membrului drept al ecuatiilor reprezinta tensiunea electromotoare indusa, iar cel de-al patrulea reprezinta caderea de tensiune datorata magnetismului rezidual.

In regim stabilizat, curentul va avea valoare minima în momentul când chopper-ul este închis, ceea ce înseamna ca $i_A(0) = I_{Amin}$, iar $i_A(t_{ON}) = I_{Amax}$. Solutia pentru $\boldsymbol{I_A}$ este:

$$i_A = \frac{U_0 - K_f \Omega}{R_A + M_{EA} \cdot \Omega} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_A'}}\right) + I_{Amin} \cdot e^{-\frac{t}{T_A'}}, \quad pentru \quad 0 < t < t_{ON}$$

$$i_A = \frac{-K_f \Omega}{R_A + M_{EA} \cdot \Omega} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_A'}}\right) + I_{Amax} \cdot e^{-\frac{t'}{T_A'}}, \quad pentru \quad t_{ON} < t < T$$

(3.42)

unde:

$$t' = t - t_{ON}$$

$$T_A' = \frac{L_A}{R_A + M_{EA} \cdot \Omega}$$

(3.43)

Se obtine:

$$I_{Amax} = i_A(t_{ON}) = \frac{U_0 - K_f \Omega}{R_A + M_{EA} \cdot \Omega} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{ON}}{T_A'}}\right) + I_{Amin} \cdot e^{-\frac{t_{ON}}{T_A'}}$$

(3.44)

$$I_{Amin} = i_A(t' = T - t_{ON}) = \frac{-K_f\Omega}{R_A + M_{EA}\cdot\Omega}\cdot(1 - e^{-\frac{T - t_{ON}}{T_A'}}) + $$

$$+ I_{Amax}\cdot e^{-\frac{T - t_{ON}}{T_A'}} \tag{3.45}$$

si rezulta:

$$I_{A\,min} = \frac{U_0}{R_A + M_{EA}\cdot\Omega}\cdot\frac{e^{-\frac{t_{ON}}{T_A'}} - 1}{e^{-\frac{T}{T_A'}} - 1} - \frac{K_f\Omega}{R_A + M_{EA}\cdot\Omega} \tag{3.46.a}$$

$$I_{A\,max} = \frac{U_0}{R_A + M_{EA}\cdot\Omega}\cdot\frac{e^{\frac{t_{ON}}{T_A'}} - 1}{e^{\frac{T}{T_A'}} - 1} - \frac{K_f\Omega}{R_A + M_{EA}\cdot\Omega} \tag{3.46.b}$$

In cazul unui curent discontinuu prin indus $\boldsymbol{I_{min} = 0}$, rezulta:

$$I_{Amax} = \frac{U_0 - K_f\Omega}{R_A + M_{EA}\cdot\Omega}\cdot(1 - e^{-\frac{t_{ON}}{T_A'}}) \tag{3.47}$$

Pentru a gasi momentul $\boldsymbol{t = t_m}$ când curentul devine zero, se înlocuieste valoarea lui $\boldsymbol{I_{Amax}}$ în expresia curentului prin indus $\boldsymbol{i_A}$ care este egalata cu zero:

$$t_m = T_A'\cdot ln\left\{e^{\frac{t_{ON}}{T_A'}}\cdot\left[1 + \frac{U_0 - K_f\Omega}{K_f\Omega}\cdot\left(1 - e^{-\frac{t_{ON}}{T_A'}}\right)\right]\right\} \tag{3.48}$$

Pentru studierea caracteristicilor de functionare ale motorului, este necesar sa fie determinata expresia curentului prin motor în valoare medie, valoare eficace, cât si relatia definitorie pentru tensiunea medie a motorului.

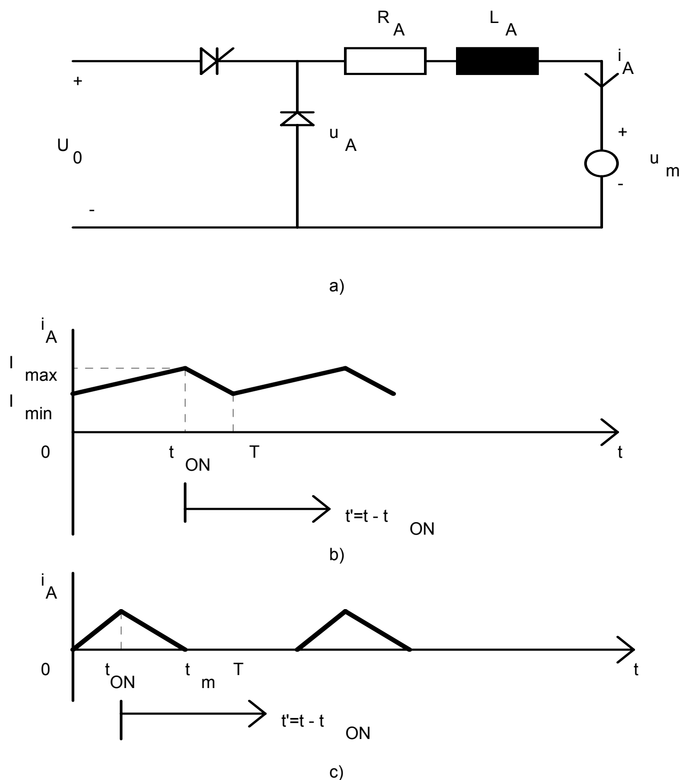


Fig. 3.15. Masina de curent continuu alimentata de la chopper
a) Circuit de baza; b) Curent motor continuu;
c) Curent motor discontinuu.

Curentul mediu prin indusul motorului: I_A

$$I_A = \frac{1}{T_A'} \cdot \left[\int_0^{t_{ON}} i_A(t)dt + \int_{t_{ON}}^{t_m} i_A(t)dt \right] \qquad (3.49)$$

fie:

$$I_1 = \frac{U_0 - K_f \Omega}{R_A + M_{EA} \cdot \Omega} \quad \text{si} \quad I_2 = \frac{-K_f \Omega}{R_A + M_{EA} \cdot \Omega} \qquad (3.50)$$

Astfel se obtine expresia pentru curentul mediu prin indusul motorului:

$$I_A = \frac{1}{T} \cdot [I_1 \cdot t_{ON} + T_A' \cdot (I_{Amin} - I_1) \cdot (1 - e^{-\frac{t_{ON}}{T_A'}}) - I_2 \cdot (t_m - t_{ON}) +$$
$$+ T_A' \cdot (t_m - t_{ON}) \cdot (1 - e^{-\frac{t_m - t_{ON}}{T_A'}})]$$
(3.51)

Curentul eficace prin motor: I_{Aef}

$$I_{Aef} = \left\{ \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{t_{ON}} i_A^2(t)dt + \int_{t_{ON}}^{t_m} i_A^2(t)dt \right] \right\}^{1/2} \qquad (3.52)$$

$$I_{Aef} = \{ \frac{1}{T} \cdot [I_1^2 \cdot t_{ON} + 2 \cdot T_A' \cdot I_1 \cdot (I_{Amin} - I_1) \cdot (1 - e^{-t_{ON}/T_A'}) +$$
$$+ \frac{T_A'}{2} \cdot I_2 \cdot (I_{Amax} - I_2) \cdot (1 - e^{-\frac{2t_{ON}}{T_A'}}) + I_2^2 \cdot (t_m - t_{ON}) -$$
$$- 2 \cdot T_A' \cdot I_2 \cdot (I_{Amax} + I_2) \cdot (1 - e^{-(t_m - t_{ON})/T_A'}) +$$
$$+ \frac{T_A'}{2} \cdot (I_{Amax} + I_2)^2 \cdot (1 - e^{-2(t_m - t_{ON})/T_A'}) \}^{1/2}$$
(3.53)

Cuplul electromagnetic:

Cuplul electromagnetic mediu dezvoltat de catre masina de curent continuu este dat de relatia:

$$M = M_{EA} \cdot I_{Aef}^2 \tag{3.54}$$

Tensiunea medie aplicata masinii:

Pentru situatia când exista regim de functionare continua, se obtine:

$$U_A = \alpha \cdot U_0$$
$$\alpha = \frac{t_{ON}}{T_A^{'}} \tag{3.55}$$
$$t_m = T$$

iar în cazul regimului de functionare discontinua (*regim de curent întrerupt*):

$$U_A = U_0 \cdot \alpha + K_f \Omega \cdot \frac{T - t_m}{t_m} \tag{3.56}$$
$$t_m < T$$

Masina de curent continuu cu excitatie independenta:

Analiza facuta anterior este valabila si pentru masinile de curent continuu cu excitatie independenta dar cu urmatoarele precizari:

1. *Termenul $M_{EA}\Omega$ nu este prezent;*

2. *Termenul $k_f \Omega$ se înlocuieste cu termenul care exprima valoarea tensiunii electromotoare $k_e \Phi_e \Omega$;*

De aceea:

$$I_1 = \frac{U_A - k_e \Phi_e \Omega}{R_A}$$
$$I_2 = -\frac{k_e \Phi_e \Omega}{R_A} \tag{3.57}$$

***3.** Cuplul electromagnetic devine:*

$$M = k_e \Phi_e I_A \tag{3.58}$$

3.5.2. Caracteristica mecanica

Viteza masinii de curent continuu în regim de curent întrerupt este data de relatia clasica:

$$\Omega = \frac{\delta \cdot U_0}{k_e \Phi_e} - \frac{R_A}{k_e \Phi_e} \cdot I_A \tag{3.59}$$

caracteristicile mecanice fiind drepte paralele.

Valorile extreme ale curentului din indus depind de sarcina masinii. Exista valori limita ale curentului de sarcina sub care instalatia intra în regim de functionare discontinua. În aceste cazuri curentul prin indus se anuleaza în perioada de pauza, înainte de o noua închidere a chopper-ului (*figura 3.15.c*).

Daca se noteaza cu $\beta T = t_m - t_{ON}$ perioada de conductie a diodei de regim liber (*DRL*), valoare medie a tensiunii redresate este data de:

$$\begin{aligned} U_{medie} &= \frac{1}{T}[U_0 \cdot \delta \cdot T + E \cdot (1 - \delta - \beta) \cdot T] \\ U_{medie} &= U_0 \cdot \delta + E \cdot (1 - \delta - \beta) \end{aligned} \tag{3.60}$$

astfel încât expresia caracteristicii mecanice în acest caz devine:

$$\Omega = \frac{\delta \cdot U}{k_e \Phi_e \cdot (\delta + \beta)} - \frac{R_A}{k_e \Phi_e \cdot (\delta + \beta)} \cdot I_A \tag{3.61}$$

Se constata o tendinta de ambalare a masinii, viteza de rotatie tinzând catre viteza de mers în gol Ω_0, indiferent de valoarea comenzii chopper-ului (*pentru* $\beta = 0$, *corespunde* $I_A = 0$).

Introducând notiunea de ***caracteristica mecanica limita*** ($R_A=0$) expresia vitezei limita devine:

$$\Omega_{lim} = \frac{\delta}{\delta + \beta} \cdot \Omega_0 \tag{3.62}$$

Limita regimului de curent întrerupt (*functionare discontinua*) se obtine pentru $\beta = 1 - \delta$, astfel încât $\Omega_l = \delta \cdot \Omega_0$, iar curentul de sarcina limita sub care instalatia intra în regim de curent întrerupt se obtine anulând expresia valorii extreme minime a curentului:

$$I_{Alim} = \frac{U_0}{R_A} \cdot \left(\beta - \frac{1 - e^{\frac{\delta T}{T_A}}}{1 - e^{\frac{T}{T_A}}} \right) \cong \frac{U_0}{R_A} \cdot \delta \cdot \frac{\frac{T}{T_A} - \delta \frac{T}{T_A}}{2 + \frac{T}{T_A}} \cong \tag{3.63}$$

$$\cong \frac{U_0}{R_A} \cdot \frac{T}{2T_A} \cdot (\delta - \delta^2) = \sqrt{2}\pi k_W I_{An} \cdot (\delta - \delta^2)$$

În relatia de mai sus s-a considerat dezvoltarea în serie de puteri si s-au neglijat termenii de ordin superior lui ***2***, deoarece $T/T_A << 2$.

Valoarea maxima a expresiei curentului limita corespunde pentru $\delta = 0,5$. Daca se elimina parametrul δ, se obtine ecuatia unei parabole:

$$I_{Alim} = 4 I_{Alim\,max} \left(\frac{\Omega_l}{\Omega_0} - \frac{\Omega_1^2}{\Omega_0^2} \right) \tag{3.64}$$

În figura 3.16 sunt indicate caracteristicile mecanice ale masinii curent continuu cu excitatie independenta alimentata de la un chopper, în cele doua regimuri de functionare (*continua – discontinua*). Pentru ca instalatia sa nu intre în regim de curent întrerupt, curentul prin indusul masinii trebuie sa fie mai mare decât $I_{Alim\ max}$.

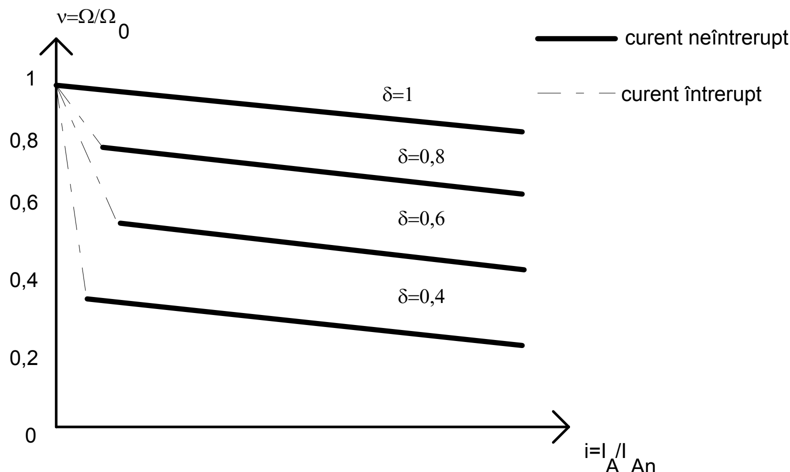


Fig. 3.16. Caracteristici mecanice ale motarelor de c.c. cu excitatie independenta alimentate de la chopper.

3.6. FRÂNAREA MASINILOR DE CURENT CONTINUU ALIMENTATE DE LA CHOPPERE

3.6.1. Frânarea dinamica nerecuperativa

În cazul frânarii dinamice al sistemelor de actionari electrice formate dintr-o masina de curent continuu alimentata de la un chopper, pentru controlul valorii efective a rezistorului utilizat în acest scop, se poate utiliza acelasi tip de chopper cu cel folosit la reglarea turatiei masinii. O diagrama schematica este prezentata în figura 3.17.

Rezistoarele R_1, R_2 sunt folosite pentru frânare dinamica. Daca este necesara o mare putere pentru frânare, cum este cazul tractiunilor electrice, tensiunea maxima aplicata indusului masinii de curent continuu în timpul frânarii, poate fi de ***2-3 ori*** mai mare decât tensiunea nominala. În acest caz, chopper-ul va fi conectat pe portiunea R_1 a rezistoarelor de frânare. Acest montaj reduce tensiunea nominala a chopper-ului, ceea ce îl face sa fie mai economic. Cealalta parte a rezistorului de frânare R_2 poate fi scurtcircuitata în momentul când turatia minima este atinsa.

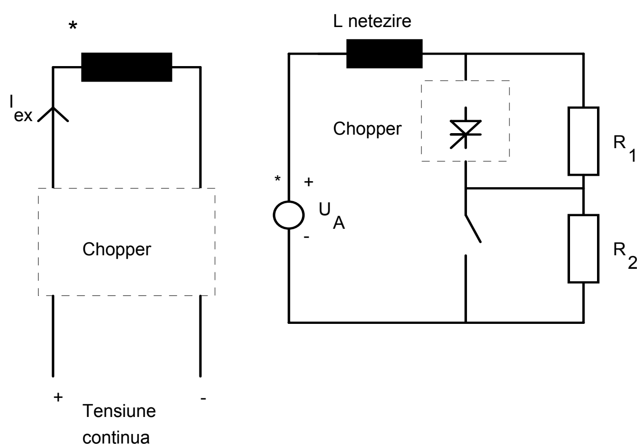


Fig. 3.17. Schema de frânare dinamica cu chopper.

Orice valoare a cuplului de frânare poate fi obtinuta prin controlul curentului de excitatie si al valorii efective al rezistorului de frânare. La turatii mari, chopper-ul este închis, iar controlul asupra curentului de excitatie este folosit pentru obtinerea cuplului de frânare dorit. Când curentul de excitatie atinge valoarea maxima, chopper-ul este actionat pentru reducerea valorii efective a rezistorului de frânare. Datorita excitatiei independente, nivelul cuplului de frânare poate fi mentinut chiar la valori scazute ale turatiei.

3.6.2. Frânarea dinamica recuperativa

Chopper-ul care controleaza turatia si cuplul masinii de curent continuu poate fi utilizat si pentru realizarea unei frânari recuperative prin controlul puterii ce poate fi recuperata în acest mod. În figura 3.18 sunt prezentate schemele de baza utilizate în cazul acestei metode de frânare.

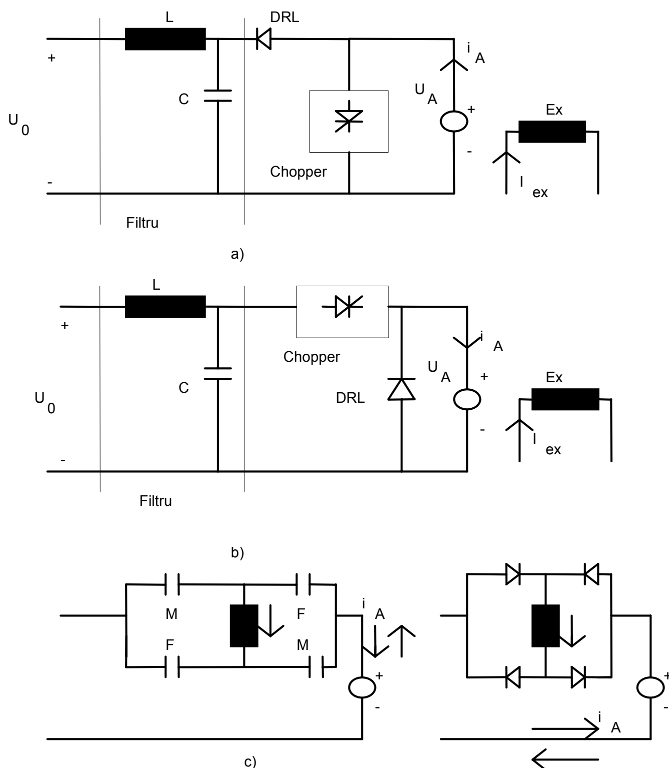


Fig. 3.18. Actionari cu chopper: a).Functionare în regim de frâna; b) Functionare în regim de motor; c) Conexiuni pentru motor serie.

Dupa cum se vede în figura 3.18 *a* si *b* pozitiile chopper-ului si ale diodei de regim liber se schimba de la regimul de functionare în regim de motor la cel în regim de frânare.

Timpul duratei active si al duratei de pauza se regleaza printr-un sistem de control în bucla închisa pentru mentinerea curentului de frânare. Pentru frânarea recuperativa când chopper-ul este activat (*închis*) terminalele masinii sunt scurtcircuitate. Curentul prin indus creste, iar energia este stocata în inductivitatea montata în serie cu indusul. Când chopper-ul este dezactivat (*deschis*), curentul din indus se închide prin sursa de alimentare. Energia acumulata în bobina ***L*** este redata sursei.

Daca se foloseste o masina de curent continuu cu excitatie serie, nu mai este necesara o bobina de reactie suplimentara conectata în serie cu indusul. Excitatia serie înmagazineaza energia atâta timp cât chopper-ul este activ (*închis*) si cedeaza energia sursei când chopper-ul este dezactivat (*deschis*). Totusi, fluxul de excitatie serie ramâne unidirectional pe timpul frânarii recuperative, realizându-se astfel numai o contraconectare a indusului masinii.

Schema din figura 3.18 foloseste un singur chopper si un montaj mecanic pentru schimbarea pozitiei din schema a chopper-ului si respectiv a diodei de regim liber. Masina functioneaza în primul cadran în regim de motor si în cadranul doi în regim de frâna.

În figura 3.19 sunt prezentate formele de unda pentru curent si tensiune în cazul fuctionarii continue si discontinue la frânarea recuperativa.

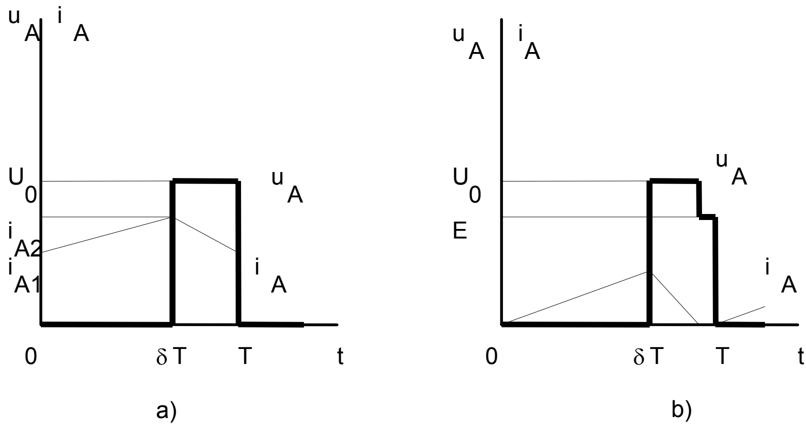


Fig. 3.19. Forme de unda la frânarea recuperativa
a) Functionare continua; b) Functionare discontinua.

- Pentru functionarea în intervalul ***0 < t < δT***, denumit si ***interval de stocare a energiei*** avem relatiile:

$$E = R_A i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt}$$
$$i_A(0) = i_{A1} \tag{3.65}$$

- Pentru functionarea în intervalul ***δT < t < T,*** denumit si ***interval de transfer al energiei*** sunt valabile relatiile (*3.66*), iar masina lucreaza ca generator:

$$E = U_0 + R_A i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt}$$
$$i_A(\delta T) = i_{A2}$$
$$I_A = \frac{E - (1-\delta) \cdot U_0}{R_A} \tag{3.66}$$
$$U_A = (1-\delta) \cdot U_0$$

Functionarea în regim de motor, respectiv frâna a masinii de curent continuu se poate obtine si prin folosirea a doua variatoare de tensiune continua.

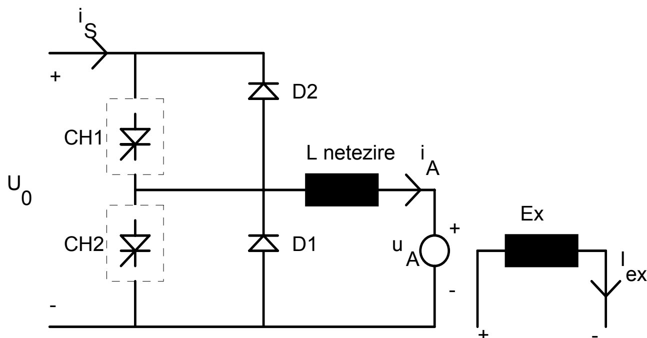


Fig. 3.20. Actionare cu chopper în doua cadrane pentru functionare în regim de motor si frânare recuperativa.

Astfel se elimina necesitatea unui montaj mecanic de comutatie între chopper si dioda de regim liber. Aceasta schema este ilustrata în figura 3.20. Chopper-ul ***CH1*** si dioda ***D1*** conduc în cazul functionarii în regim de motor, iar chopper-ul ***CH2*** si dioda ***D2*** conduc în cazul frânarii recuperative. În timpul functionarii ca motor, masina absoarbe curent de la sursa de alimentare, iar în timpul functionarii ca frâna, masina devine generator, injectând curent în sursa de alimentare. Curentul mediu I_A poate fi mentinut constant printr-un sistem de control în bucla închisa, reglându-se raportul ***deschis-închis*** (*on-off*) al chopper-ului. Daca turatia scade, scade si tensiunea generata de masina si creste intervalul de timp necesar chopper-ului ***CH2*** de a realiza curentul necesar prin indusul masinii. Formele de unda caracteristice functionarii în regim de motor, respectiv frâna, la turatie mare si mica sunt redate în figura 3.21.

În mod normal, energia recuperata la aplicarea procedeului de frânare recuperativa este folosita de catre alte sarcini cuplate la aceeasi sursa de alimentare. Totusi, daca

linia este nerecuperativa (*fara alte sarcini*) în timpul frânarii recuperative, tensiunea liniei creste. Poate fi tolerata o crestere de pâna la ***20%*** în timpul frânarii recuperative. Daca se depaseste o valoare prescrisa a tensiunii, frânarea recuperativa este înlocuita cu una dinamica.

În figura 3.22 se prezinta o schema în care sunt combinate principiul de frânare dinamica nerecuperativa cu cel de frânare dinamica recuperativa. Daca ***linia este nerecuperativa***, se trece instantaneu de la frânarea recuperativa la cea dinamica nerecuperativa. Tiristorul T_d este comandat pentru a facilita închiderea curentului motorului prin rezistorul R_d. Doar când linia devine recuperativa, chopper-ul este activat în vederea realizarii frânarii recuperative. Rezistorul R_a este înseriat cu indusul masinii de curent continuu, astfel încât tensiunea electromotoare a masinii poate creste la valori de ***2-3 ori*** mai mari decât tensiunea de alimentare la turatii mari pentru frânari de mare putere.

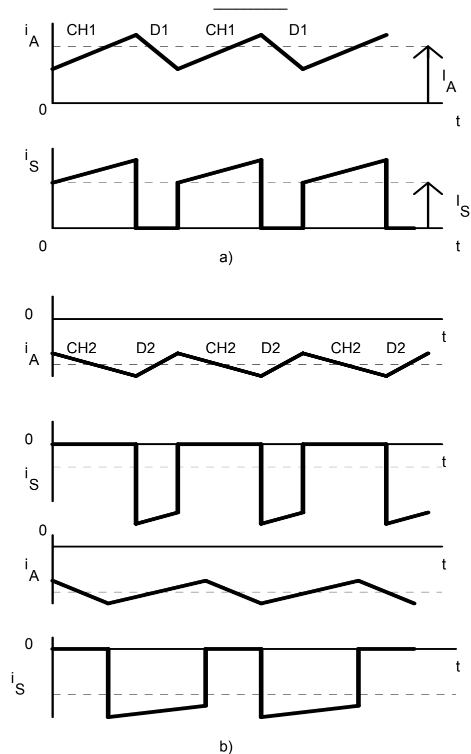


Fig.3.21. Forme de unda pentru frânarea dinamica recuperativa în doua cadrane: a). Regim de motor; b). Regim de frâna.

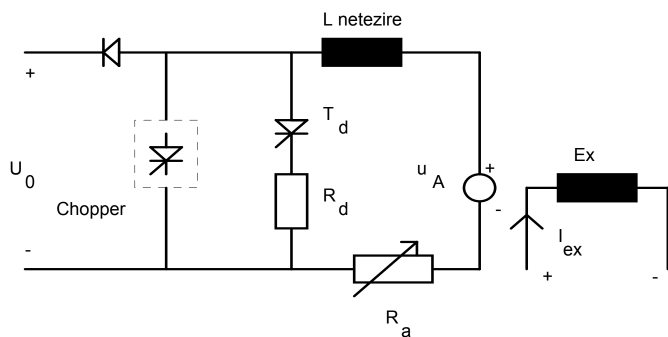


Fig. 3.22. Schema de implementare a frânarii dinamice nerecuperative si a frânarii dinamice recuperative.

3.7. FUNCTIONAREA ÎN DOUA CADRANE A MASINII DE CURENT CONTINUU ALIMENTATE DE LA UN CHOPPER

✍ *Schema de functionare cu inversor de polaritate*

În figura 3.23, este prezentata o schema de functionare în doua cadrane a unei masini de curent continuu cu excitatie independenta alimentata de la un chopper prin folosirea unui inversor de polaritate.

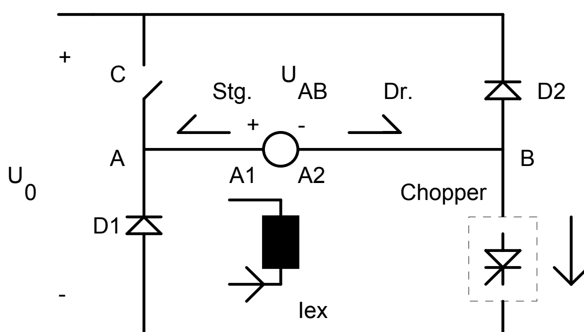


Fig.3.23. Schema de actionare cu chopper în doua cadrane.

Schema de mai sus este folosita pentru realizarea regimurilor de functionare ca motor (*cadranul* ***I*****),** respectiv frâna în regim recuperativ (*cadranul* ***II***) pentru masina de curent continuu.

Functionarea se desfasoara astfel:

1. Întrerupatorul manual ***C*** este ***închis***, chopper-ul este activ (*închis*), tensiunea aplicata motorului U_{AB} este pozitiva, iar masina de curent continuu lucreaza în regim de ***motor***;

2. Întrerupatorul manual ***C*** este ***deschis***, indusul masinii de curent continuu este contraconectat, iar tensiunea aplicata U_{AB} este negativa, masina fiind în regim de ***frâna***. Exista doua subcazuri:

I. chopper-ul este închis si se produce acumulare de energie pe traseul ***D1, Motor, Chopper****;*

II. chopper-ul este deschis, iar energia se descarca pe traseul ***D1, Motor, D2, Sursa****.* În cazul când sursa nu permite trecerea curentului în sens invers (*sursa este un redresor*), aceasta trebuie deconectata si înlocuita cu o rezistenta, frânarea realizându-se fara recuperare de energie (*frânare dinamica nerecuperativa*).

Observatie:

- Schema de mai sus poate fi folosita si pentru masinile de curent continuu cu excitatie serie, caz în care excitatia este conectata în afara întrerupatorului manual ***C****.*

Schema de functionare în clasa C

În figura 3.24 este ilustrata o alta varianta de functionare în doua cadrane a unei masini de curent continuu cu excitatie independenta alimentata de la un chopper. De aceasta data sunt folosite doua chopper-e. Cele doua chopper-e sunt comandate succesiv, dar ***niciodata*** simultan. Aceasta schema permite o trecere lina dintr-un cadran într-altul al planului caracteristicilor mecanice $\Omega - M$, spre deosebire de schema cu întrerupator mecanic (*figura 3.23*). În cazul acestei scheme, ***nu*** exista regim de curent întrerupt prin indusul masinii. Exista astfel numai ***regimul de functionare continua***.

Pentru acest caz sunt valabile relatiile:

$$U_A = \delta \cdot U_0 \qquad \Rightarrow \qquad I_A = \frac{\delta \cdot U_0 - E}{R_A} \qquad (3.67)$$

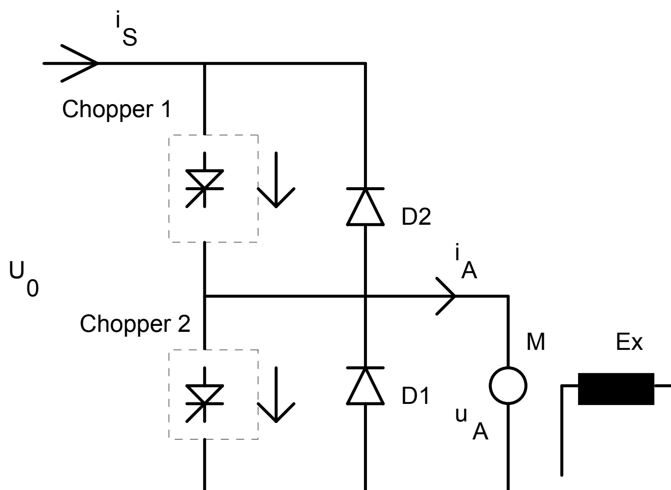


Fig. 3.24. Schema de functionare în doua cadrane, folosind doua choppere, clasa ***C***.

Pentru valori ale t.e.m. ***E*** mai mici decât tensiunea de alimentare $\boldsymbol{U_A}$ se obtine regimul de ***motor***, iar în caz contrar exista regimul de ***frâna***.

Observatii:

- Daca viteza de rotatie a masinii scade, curentul prin indus creste, iar masina este în regim de ***motor*** (*functioneaza chopper-ul **CH1** si dioda **D1***);
- Daca viteza de rotatie a masinii creste, curentul prin indus scade, iar masina este în regim de ***frâna*** (*functioneaza chopper-ul **CH2** si dioda **D2***);
- Masina de c.c. lucreaza în cadranele ***I*** si ***II***.

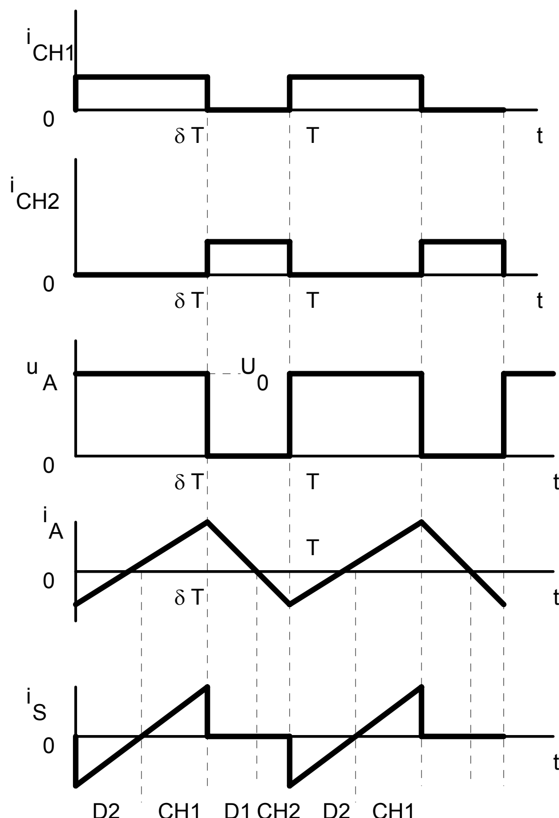


Fig. 3.25. Forme de unda pentru schema de actionare în doua cadrane în clasa ***C***.

Schema de functionare în clasa D

Masina de curent continuu din figura 3.26 poate functiona în regim de ***motor*** în cadranul ***I***, sau în regim de ***frâna recuperativa*** în cadranul ***IV***. Schema de actionare tip clasa ***D***, este asemanatoare cu cea care foloseste un întrerupator mecanic în locul chopper-ului ***CH1***. La aceasta schema nu se poate realiza inversarea polaritatii tensiunii de alimentare a indusului masinii.

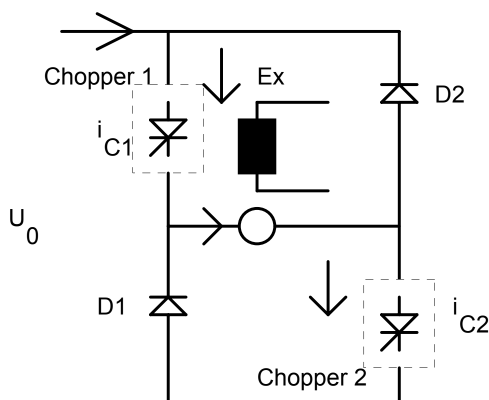


Fig. 3.26. Schema de functionare în doua cadrane cu chopper clasa ***D***.

În figura 3.27 sunt prezentate formele de unda pentru functionarea masinii de curent continuu în regim de ***motor***, în cadranul ***I***.

Se remarca faptul ca tensiunea medie aplicata masinii de curent continuu poate fi exprimata de relatia:

$$U_A = \frac{1}{T}\int_{T}^{2\delta T} U_0 dt = U_0(2\delta - 1) > 0 \qquad (3.68)$$

În figura 3.28 sunt prezentate formele de unda pentru functionarea masinii de curent continuu în regim de ***generator*** în cadranul ***IV***.

Tensiunea medie aplicata masinii de curent continuu poate fi exprimata de relatia:

$$U_A = \frac{1}{T}\int_{2\delta T}^{T} -U_0 dt = U_0(2\delta - 1) < 0 \qquad (3.69)$$

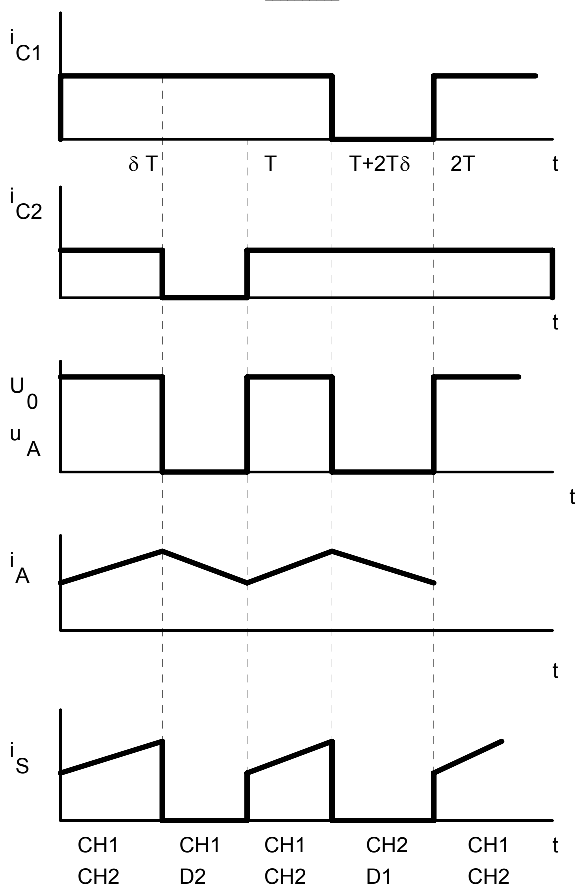


Fig. 3.27. Forme de unda pentru functionare în cadranul ***I***
Regim de ***motor***.

3.8. FUNCTIONAREA ÎN PATRU CADRANE A SISTEMELOR DE ACTIONARE ELECTRICA MASINA DE CURENT CONTINUU - CHOPPER

În figura 3.29 este prezentata schema principala a unui sistem de actionare electrica ce functioneaza în toate cele

patru cadrane ale planului caracteristicilor mecanice. Schema presupune utilizarea a patru chopper-e pentru alimentarea masinii de curent continuu cu excitatie independenta.

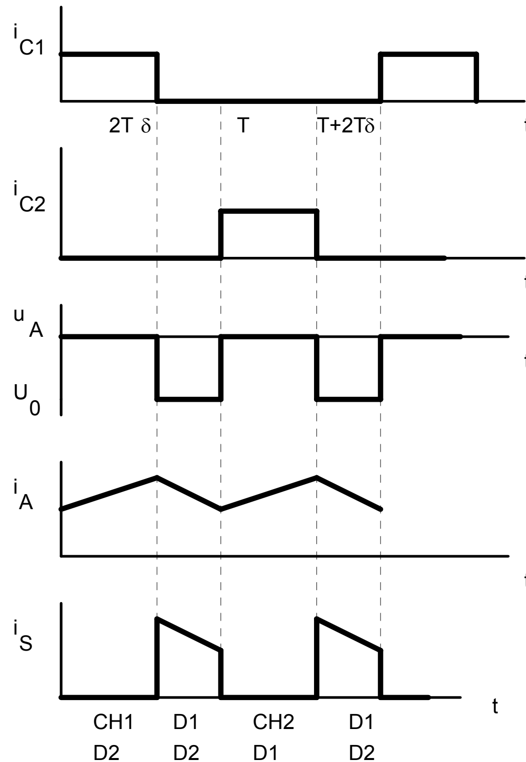


Fig. 3.28. Forme de unda pentru functionare în cadranul ***IV***.
Regim de ***frâna dinamica recuperativa***.

Schema din figura 3.29 poate lucra în trei moduri:

➔ ***Modul I.***

A. Chopper-ul ***2*** este ***activat*** (*închis*), iar chopper-ul ***3 deschis***.

Schema lucreaza în cadranele ***I*** si ***II***:

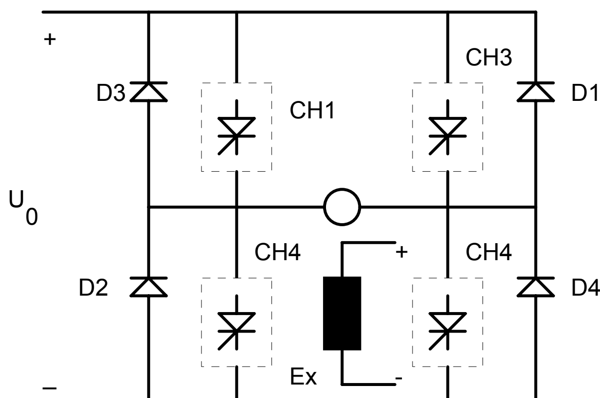


Fig. 3.29. Schema de actionare cu chopper în patru cadrane.

1. fie în regim de ***motor*** în cadranul ***I***, când energia circula pe traseul ***Sursa, Chopper 1, Motor, Chopper 2, Sursa****;*
2. fie în regim de ***frâna dinamica recuperativa*** în cadranul ***II***, energia circulând pe **traseul *Motor, Chopper 4, Dioda 4, Motor*** (acumulare de energie), iar apoi pe traseul ***Dioda 4, Motor, Dioda 3, Sursa, Dioda 4*** (recuperare de energie).

B. Chopperul ***3*** este ***închis*** (*activat*), iar chopper-ul ***2 deschis***.

Schema lucreaza în cadranele ***III*** si ***IV***:

1. fie în regim de ***motor*** în cadranul ***III***, traseul energiei fiind: ***Sursa, Chopper 3, Motor, Chopper 4, Sursa****.*
2. fie în regim de ***frâna dinamica recuperativa***, când energia este acumulata pe circuitul ***Motor,***

Dioda 1, Chopper1, Motor si este recuperata de circuitul ***Dioda 1, Sursa, Dioda 2, Motor***.

➔ ***Modul II.***

A. Chopper-ele ***1*** si ***2*** sunt ***activate*** (*închise*); ele lucreaza împreuna cu diodele ***1*** si ***2***.

Schema functioneaza în cadranele I si IV astfel:

1. Regim de ***motor***, în cadranul ***I***, energia circulând pe traseul ***Sursa, Chopper 1, Motor, Chopper 2, Sursa;***
2. Regim de ***frâna*** **dinamica** ***recuperativa***, în cadranul ***IV***, curentul stabilindu-se pe circuitul ***Motor, Dioda 1,Sursa, Dioda 2, Motor.***

B. Sunt a***ctivate*** (*închise*) chopper-ele ***3***, ***4*** care lucreaza împreuna cu diodele ***3*** si ***4***. Schema functioneaza în cadranele ***II*** si ***III*** astfel:

1. Regim de ***motor***, în cadranul ***III***, energia circulând pe traseul ***Sursa, Chopper 3, Motor, Chopper 4, Sursa;***
2. Regim de ***frâna*** **dinamica** ***recuperativa***, în cadranul ***II*** curentul stabilindu-se pe circuitul ***Motor, Dioda 3,Sursa, Dioda 4, Motor.***

Tensiunea medie pentru primul sens de rotatie (*chopper-ele **1** si **2** sunt activate*) este:

$$U_A = \frac{1}{T}\int_0^{\delta_1 T} U_0 dt - \frac{1}{T}\int_{\delta_1 T}^{T} U_0 dt = U_0(2\delta_1 - 1) \qquad (3.70)$$

rezultând deci ca functionarea în regim de motor ($U_A > 0$) se

obtine pentru δ_1 > *0,5*. Pentru celalalt sens de rotatie, masina de curent continuu functionând în regim de motor, sunt activate chopper-ele 3 si 4. Pentru reversare se blocheaza chopper-ele ***1*** si ***2*** si se comanda chopper-ele ***3*** si ***4*** cu o perioada activa δ_2 < *0,5*. Caracteristicile mecanice sunt redate în figura 3.30.

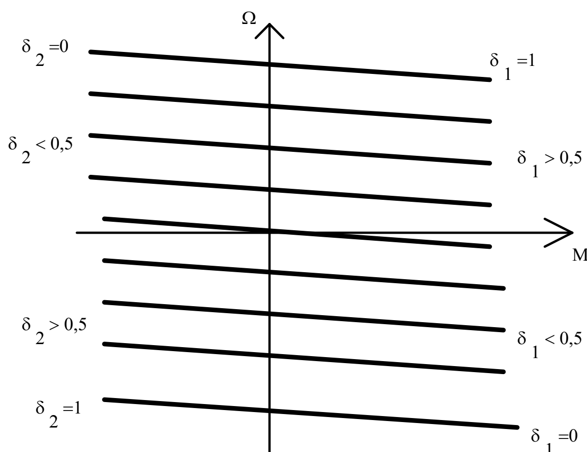


Fig 3.30. Caracteristici mecanice ale motoarelor de c.c. cu excitatie independenta alimentate de choppere, schema în patru cadrane.

Pentru a asigura continuitatea curentului în cazul reversarii, este necesar ca duratele relative de conectare ale celor doua perechi de chopper-e, în momentul trecerii din regim de ***motor*** în regim de ***frânare prin recuperare***, sa asigure opozitia tensiunilor de alimentare pe indus, ceea ce conduce la conditia:

$$\delta_1 + \delta_2 = 1 \qquad (3.71)$$

similara conditiei: $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^0$ cunoscuta de la alimentarea prin redresoare complet comandate.

➔ ***Modul III.***

Chopper-ele ***1***, ***2***, ***3*** si ***4*** sunt comandate simultan. În figura 3.31 se prezinta modul de variatie al formelor de unda pentru marimile caracteristice acestei scheme. Se observa ca chopper-ele ***1*** si ***2*** determina functionarea masinii de curent continuu în regim de ***motor*** atunci cand acestea sunt activate simultan, iar chopper-ele ***3*** si ***4*** determina functionarea masinii de curent continuu în regim de ***frâna dinamica recuperativa*** când este activat doar unul dintre ele.

3.9. FILTRE DE INTRARE PENTRU SISTEMELE DE ACTIONARE CU CHOPPER

Chopper-ul este practic un comutator ***deschis - închis comandabil***. Când este ***închis***, curentul prin sursa si prin masina sunt identice. Când chopper-ul este ***deschis***, curentul masinii se închide prin dioda de regim liber, iar curentul sursei este nul. În acest caz apare regimul de curent întrerupt pentru sursa de alimentare. Fenomenul este prezentat în figura 3.32.

Observatii:

- ☞ Puterea medie debitata de sursa si cea absorbita de sursa sunt identice.
- ☞

$$U_0 \cdot I_0 = \delta \cdot U_0 \cdot I_A$$
$$I_0 = \delta \cdot I_A \qquad (3.72)$$

unde I_0 este valoarea medie a curentului sursei. Daca perioada activa este mai mica decât ***1***, curentul mediu al sursei este mai mic decât curentul mediu prin indusul masinii de curent continuu;

- ☞ Când chopper-ul este ***închis*** (*activat*), valoarea instantanee a curentului sursei este aceeasi cu cea a curentului prin masina. Aceaste duce la cerinta unui vârf de putere absorbita destul de

mare. De aceea curentul sursei are armonici care produc efecte nedorite, cum ar fi: *fluctuatii de tensiune*, *interferente între semnale*, *încalziri suplimentare*. Un filtru de intrare poate reduce perturbatiile din curentul sursei. Rolul condensatorului este de a furniza curent prin sursa atunci când chopper-ul este deschis.

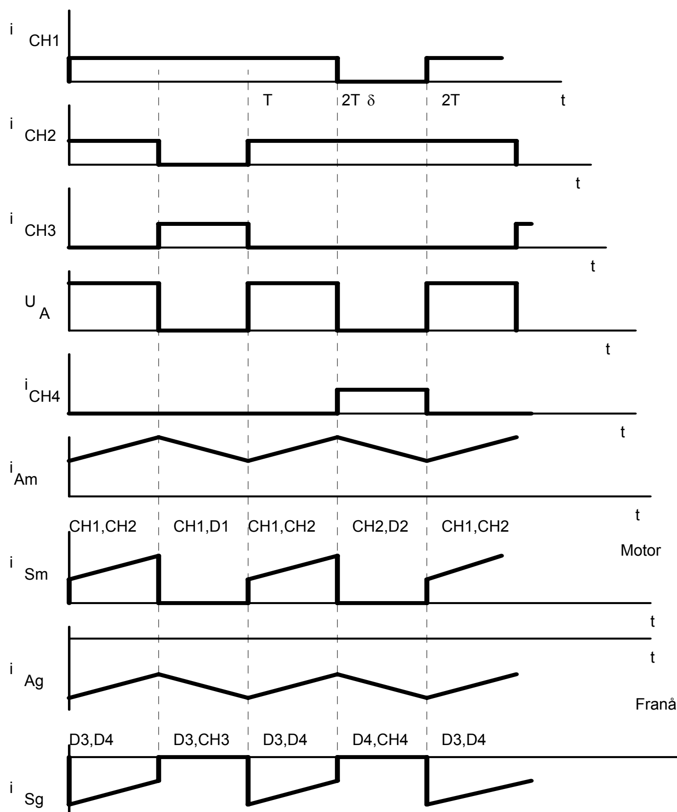


Fig. 3.31. Forme de unda pentru schema de actionare cu choppere în patru cadrane (patru choppere comandate simultan).

Teoretic pentru obtinerea formelor de unda din figura 3.33 ar trebui ca filtrul folosit sa aiba o capacitate infinita. În

practica se foloseste un filtru ***L-C***, pentru reducerea valorii necesare a capacitatii condensatorului.

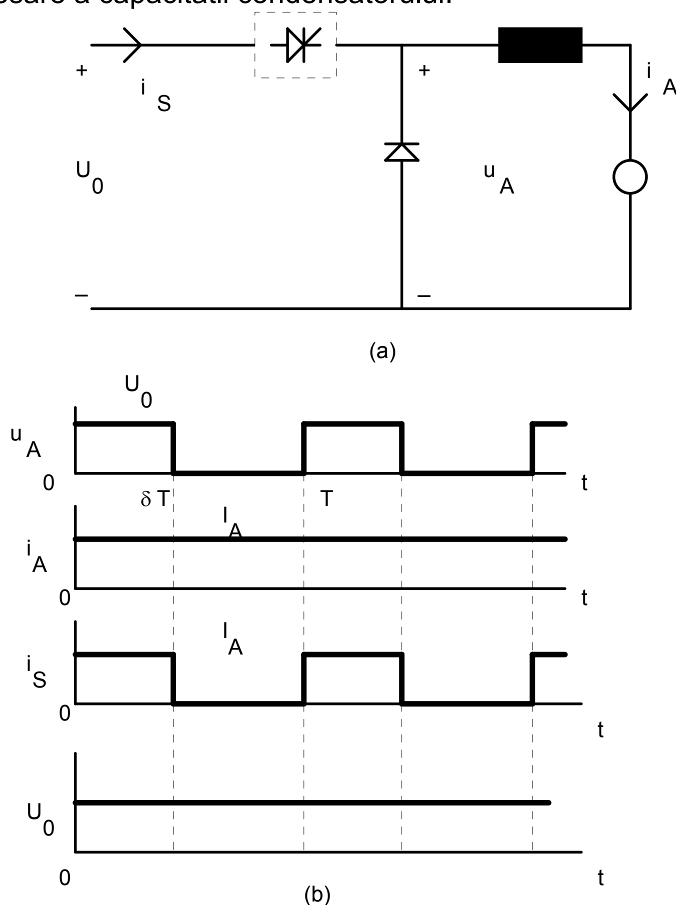


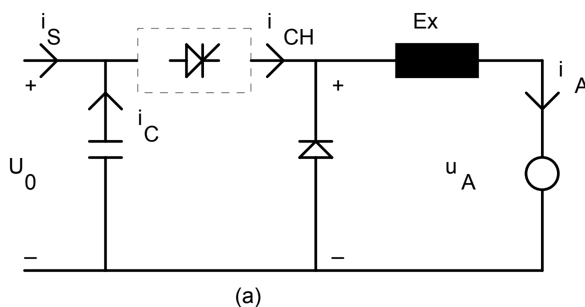
Fig.3.32. Schema de baza a unui chopper
(a) Circuit; (b) Forme de unda.

Acest filtru realizeaza suplimentar si o izolare între sursa si sarcina în cazul aparitiei unui scurtcircuit. Pentru schema din figura 3.34, a ***n*** - a armonica a curentului sursei este data de relatia:

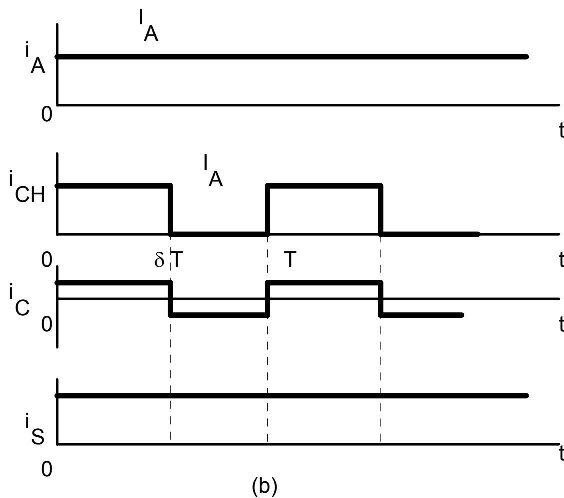
$$I_n = \frac{X_c/n}{(nX_L)-(X_C/n)} I_{CH_n} \qquad (3.73)$$

Unde:

$$X_L = 2\cdot\pi\cdot f_{CH}L$$
$$X_C = \frac{1}{2\cdot\pi\cdot f_{CH}C} \qquad (3.74)$$
$$n = ordinul\,armonicii$$



(a)



(b)

Fig. 3.33. Schema de baza a unui chopper cu filtru de intrare

capacitiv;
(a) Circuit; (b) Forme de unda.

Din ecuatiile 3.74 rezulta:

$$I_n = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot n^2 f^2{}_{CH} LC - 1} \cdot I_{CH_n} = \frac{1}{\left(n \frac{f_{CH}}{f_r}\right)^2 - 1} I_{CH_n} \qquad (3.75)$$

unde:

I_n armonica de ordin ***n*** a curentului efectiv prin sursa;

I_{CHn} armonica de ordin ***n*** a curentului efectiv prin chopper;

f_{CH} frecventa chopper-ului;

f_r frecventa de rezonanta a filtrului ***L, C.***

Aceste doua frecvente trebuie sa fie diferite ca valoare, altfel poate apare fenomenul de rezonanta care duce la oscilatii mari ale tensiunii de alimentare. De obicei ***f_{CH}*** este de ***2÷3*** ori mai mare decât ***f_r*** pentru evitarea fenomenului de rezonanta. Armonica de ordin ***n*** a curentului sursei va fi data cu aproximatie de:

$$I_n \cong \left(\frac{f_r}{n f_{CH}}\right)^2 I_{CH_n} \qquad (3.76)$$

Armonicile curentului sursei pot fi asfel reduse:

1. Pentru aceleasi elemente ale filtrului prin cresterea frecventei de lucru a chopper-ului;

2. Pentru aceeasi frecventa a chopperului prin scaderea frecventei ***f_r*** (*de exemplu prin cresterea valorilor lui **L** sau **1/C***);

3. Prin scaderea amplitudinii armonicilor curentului prin chopper.

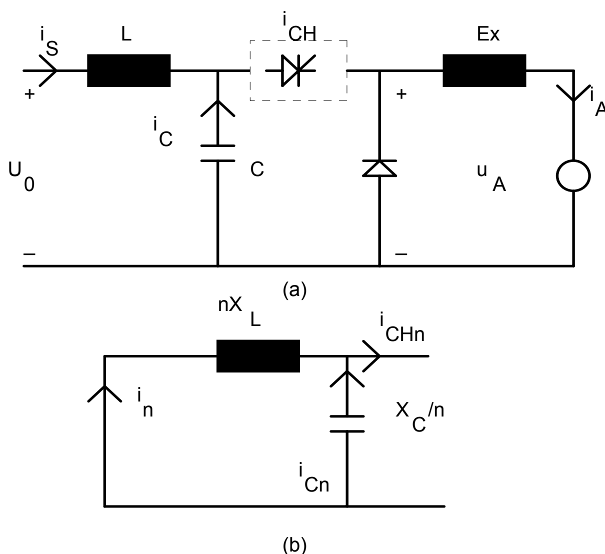


Fig. 3.34. Schema de baza a unui chopper cu filtru de intrare L-C
(a) Circuit; (b) Circuit echivalent pentru armonica *n*.

3.10. CHOPPER MULTIFAZA

Daca doua sau mai multe choppere lucreaza în paralel si sunt defazate între ele, scad perturbatiile amplitudunii curentului si cresc perturbatiile frecventei. Ca urmare, sunt reduse armonicile curentului sursei.

În figura 3.35 este prezentat un montaj cu doua choppere. Curentul sursei fara filtru de intrare este redat în figura 3.36 pentru operarea chopperelor în faza si respectiv defazate. Frecventa perturbatiilor curentului sursei este dublata, iar amplitudinea lor este înjumatatita, în cazul operarii defazate comparativ cu cea în faza.

Daca perioada activa creste, curentul sursei va tinde catre o valoare egala cu jumatatea amplitudinii curentului prin

indusul masinii de curent continuu si fara perturbatii.

Sitemul chopper multifaza poate fi avantajos pentru sistemele de actionari de mare putere, în mod special pentru valori mari ale curentului prin sarcina. Acest aspect este valabil si pentru cazul în care exista mai multe sarcini (masini de curent continuu) conectate în paralel. Dezavantajul sistemelor cu chopper multifaza este dat de necesitatea conexiunilor suplimentare, a elementelor de comutatie suplimentare si de complexitatea marita a schemelor de comanda ale sistemului de actionare.

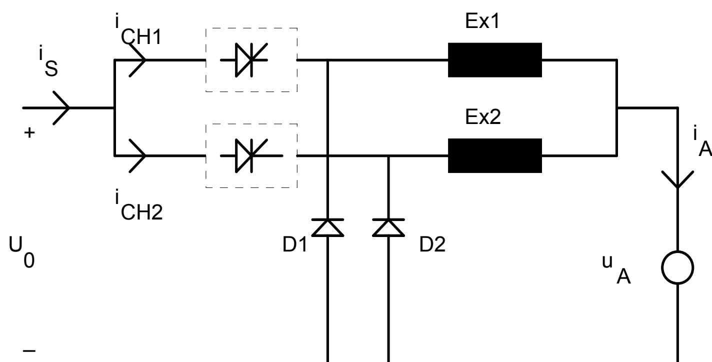


Fig. 3.35. Chopper multifaza.

3.11. PROBLEME

3.11.1. Probleme rezolvate

PR1. Turatia unei masini de curent continuu cu excitatie serie este controlata printr-un chopper ca cel prezentat în figura 3.15. Tensiunea continua de alimentare este 120 V, rezistenta indusului R_A = 0,5 Ω, inductivitatea indusului L_A = 20 mH, constanta motorului $k\Phi$ = 0,05 V/rpm. Motorul actioneaza o sarcina de cuplu constant care necesita un curent prin indus I_A = 20 A. Se presupune ca acest curent este continuu. Se cere:

1. gama posibila de variatie a turatiei;

2. gama de variatie a factorului de umplere δ.

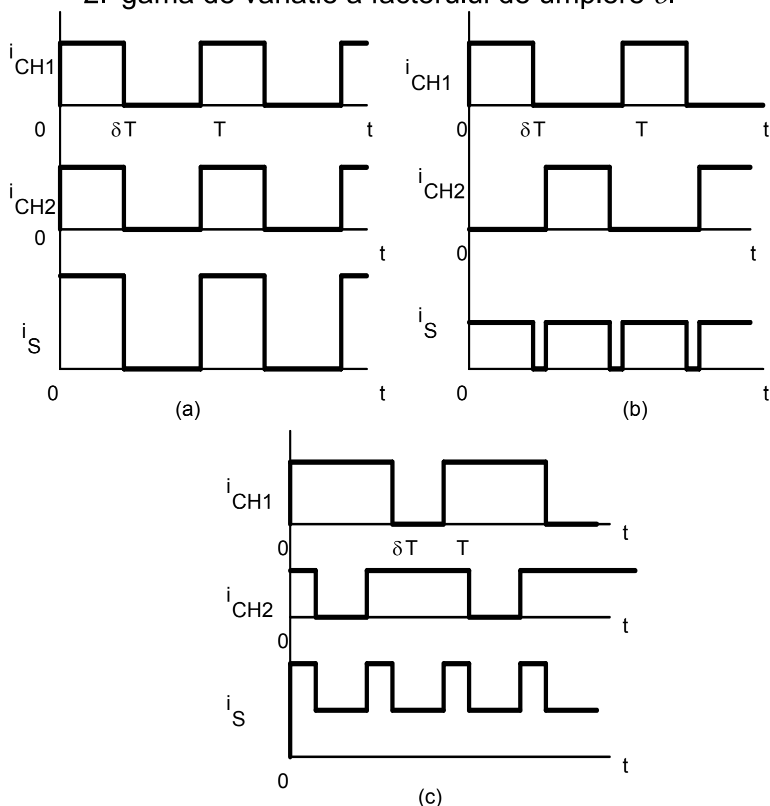


Fig. 3.36. Forme de unda pentru chopper multifaza:
a). Functionare în faza; b). Functionare defazata;
c). Functionare defazata cu perioada activa marita.

Rezolvare: Turatia minima este zero, pentru care tensiunea electromotoare E = 0. De aceea:

$$U_A = I_A R_A = 20 \cdot 0.5 = 10V$$

$$U_A = \delta U_0 \Rightarrow \delta = \frac{U_A}{U_0} = \frac{1}{12}$$

Valoarea determinata pentru δ este valoarea minima a

acestui parametru.

Turatia maxima se obtine pentru δ = 1 (*valoare maxima*) la care avem:

$$U_A = R_A I_A + k\Phi\Omega \cdot (30/\pi) = \delta U_0 \Rightarrow$$

$$\Omega_{max} = \frac{(U_A - R_A I_A)\pi}{k\Phi \cdot 30} = \frac{\pi \cdot (1 \cdot 120 - 0{,}5 \cdot 20)}{0{,}05 \cdot 30} = 230{,}38\, rad/s$$

Gama de variatie a turatiei este 0 < Ω < 230,38 rad/sec, iar a perioadei active 1/12 < δ < 1.

***PR2*.** Un vehicul electric este actionat printr-o masina de curent continuu alimentata de la o baterie de acumulatoare prin intermediul unui chopper comutat în tensiune. Tensiunea bateriei este 100 V; curentul de pornire este 100 A. Perioada de pauza a chopper-ului este 20 μsec. Frecventa chopper-ului este 400 Hz. Sa se calculeze valoarea capacitatii condensatorului de comutatie *C* si a inductivitatii de comutatie *L.*

Rezolvare: Pentru o comutatie sigura se considera un decalaj suplimentar de 20μsec. Avem:

$$t_q = t_{OFF} + \Delta t = 20 + 20 = 40\,\mu sec$$

$$C = \frac{I_{Amax} t_q}{U_0} = \frac{100 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{100} = 40\,\mu F$$

$$L > C\left(\frac{U_0}{I_{Amax}}\right)^2 = 40 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{100}{100}\right)^2 = 40\,\mu F$$

$$L < \frac{0{,}01}{(\pi f)^2 C} = \frac{0{,}01}{(\pi 400)^2 40 \cdot 10^{-6}} = 158{,}5\,\mu F$$

S-a considerat ca pentru o buna functionare a

sistemului, tensiunea la bornele indusului sa nu fie mai mica de 10% din tensiunea de alimentare. Valoarea inductivitatii *L* se va alege aproape de valoarea minima determinata pentru a obtine o gama mai larga de reglaj a turatiei.

***PR3*.** În problema PR2, s-a considerat un chopper cu comutatie în curent. Sa se determine valorile componentelor de comutatie *C, L*.

Rezolvare: Exista relatiile:

$$L = \frac{3 \cdot U_0 (t_{OFF} + \Delta t)}{4 \cdot \pi \cdot I_{Amax}} = \frac{3 \cdot 100 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot \pi \cdot 100} = 9{,}55\,\mu H$$

$$C = \frac{3 \cdot I_{Amax} (t_{OFF} + \Delta t)}{\pi \cdot U_0} = \frac{3 \cdot 100 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{\pi \cdot 100} = 38{,}22\,\mu F$$

***PR4*.** În exemplul PR2, chopper-ul este comutat în sarcina, iar frecventa maxima de comutatie este 5 kHz. Sa se determine capacitatea de comutatie *C*.

Rezolvare: Relatia de calcul este:

$$C = \frac{I_{Amax}}{2 \cdot U_0 \cdot f_{max}} = \frac{100}{2 \cdot 100 \cdot 5 \cdot 10^3} = 100\,\mu F$$

Condensatorul fiind parcurs de un curent alternativ, va fi ales un condensator cu hârtie cu pierderi mici. De asemenea, prin el trece curentul de sarcina, astfel încât pot fi folosite si baterii de condensatoare.

3.11.2. Probleme propuse

PP1. O masina de curent continuu cu excitatie separata cu $R_A = 0{,}4\Omega$ si $T_A = 0{,}02s$ este alimentata de la un variator de tensiune continua care functioneaza la $U_0 = 220\ V$, T = 2 ms si $\delta = 0{,}5$. Se considera un moment de inertie total suficient

de mare, încât sa se poata considera cu o aproximatie suficient de buna $\frac{d\Omega}{dt} = 0$. Sa se determine:

1. variatia curentului prin indusul masinii, daca se considera regim de functionare continua;
2. valoarea minima a curentului prin indus la care mai exista regim de functionare continua.

PP2. O masina de curent continuu cu excitatie indepententa are urmatoarele date nominale: $P_n = 2,7\ kW$; $U_{An} = 240\ V$; $I_{An} = 9,2\ A$; $R_A = 0,7\Omega$ si $L_A = 52$ mH. Masina este alimentata de la un variator de tensiune continua care functioneaza la frecventa de *500 Hz* si $U_0 = 220\ V$. Cuplul de sarcina este proportional cu viteza. Pentru o valoare de *0,75* viteza masinii este de *950 rot/min*. Care este valoarea factorului de umplere pentru o viteza de 1200 rot/min?

3.12. BIBLIOGRAFIE

1. Doradla S.R., ”*Control Schemes for Solid State DC Series Motor Drives*”, PhD Thesis, 1975;
2. Dubey G.K., Doradla S.R., Joshi A., Sinha R.M.K., ”*Thyristorised Power Controllers*”, Willey Eastern, 1986;
3. Dubey G.K., ”*Power Semiconductor Controlled Drives*”, Prentice-Hall, Inc., 1989;
4. Fransua Al., Magureanu R. ”*Masini si actionari electrice*”, Ed. Tehnica, 1986;
5. Fransua Al., Magureanu R., Tocaci M., ”*Masini si actionari electrice. Culegere de probleme*, E.D.P.B., 1980;
6. Kelemen A., ”*Actionari electrice*”, E.D.P.B., 1979;
7. Leonhard W., ”*Control of Electrical Drives*”, Spriger Ferlag, 1985;
8. Tunsoiu Gh., Seracin E., Saal C., ”*Actionari Electrice*”, EDPB, 1982.

CAPITOLUL 4

SISTEME DE ACTIONARE ELECTRICA MASINA DE CURENT CONTINUU - CONVERTOR STATIC

4.1. GENERALITATI

In actionarile electrice de curent continuu utilizarea convertoarelor statice permite transformarea unei tensiuni alternative (*marime de intrare a sistemului*) într-o tensiune continua reglabila (*marime de iesire*). Pentru astfel de convertoare, comutatia tiristoarelor (*transferul circulatiei curentului de la un tiristor la altul*) se realizeaza ***natural***. Când un tiristor primeste impuls de comanda, tiristorului care conducea anterior i se aplica o tensiune inversa si se blocheaza circulatia curentului prin acest tiristor.

Avantajele convertoarelor statice cu tiristoare sunt urmatoarele:

- constanta de timp neglijabila;
- permit recuperarea energiei în procesul de frânare;
- nu sunt necesare circuite aditionale pentru realizarea procesului de comutatie;
- raportul dintre coeficientul de amplificare si constanta de timp este de $10^8 \div 10^9$ fata de 10^2 la grupurile rotative generator - motor;
- siguranta în functionare;
- fiabilitate marita;
- pret scazut fata de grupurile rotative;

- randamentul este ridicat, peste ***95 %***;
- nu necesita fundatii solide de constructie;
- investitii globale si cheltuieli de exploatare reduse.

Convertoarele statice prezinta si ***dezavantaje***, cum ar fi:

- randamentul instalatiei scade atunci când unghiul de aprindere α are valori apropiate de ***90⁰*** electrice;
- puterea reactiva poate fi compensata prin utilizarea unei baterii de condensatoare, dar cea deformanta dependenta de unghiul de aprindere, nu poate fi compensata.

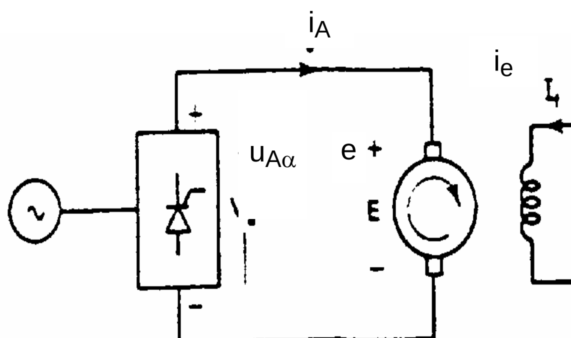


Fig. 4.1. Schema bloc generala a unui sistem de actionare electrica convertor static - masina de curent continuu.

Convertoarele statice pot fi clasificate în functie de tensiunea de alimentare în:

1. monofazate;

2. trifazate.

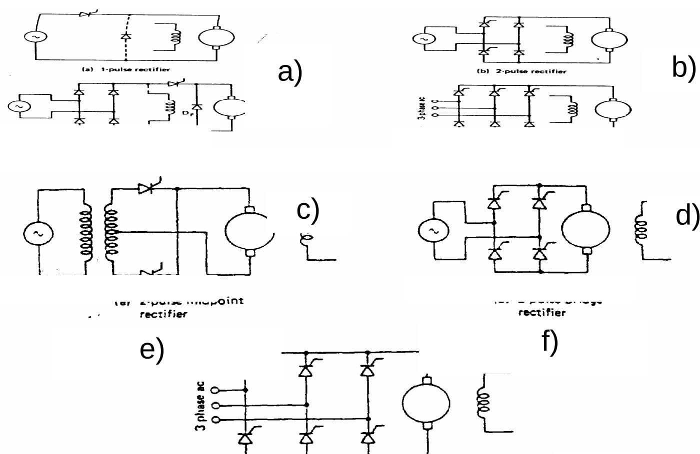
Dupa modul de comanda al dispozitivelor semiconductoare convertoarele statice pot fi:

1. complet comandate;

2. semicomandate;

3. necomandate.

In figurile 4.2, sunt reprezentate diverse tipuri de convertoare statice.



Fi... nvertoare statice: a) Redres... un puls; b) Redresor monofazat semicomandat în punte; c) Redresor monofazat necomandat în punte; d) Redresor trifazat complet comandat în punte; e) Redresor cu punct median cu doua pulsuri; f) Redresor monofazat complet comandat în punte; g) Redresor trifazat complet comandat.

Convertoarele statice monofazate sunt folosite pentru puteri mai mici de ***10-50 kW***. Singurele exceptii sunt reprezentate de actionarile electrice din transportul urban, unde este utilizata o singura faza din sistemul trifazat de tensiune alternativa, astfel încât convertoarele monofazate pot avea aplicabilitate pâna la puteri de ordinul ***100 - 1000 kW***.

Performantele unei actionari cresc odata cu ***cresterea numarului pulsurilor*** pe o perioada. Simbolizarea unei actionari cu ***convertor static complet comandat*** este prezentata în figura 4.2.f, iar variatia tensiunii aplicate masinii de curent continuu este prezentata în figura 4.3.

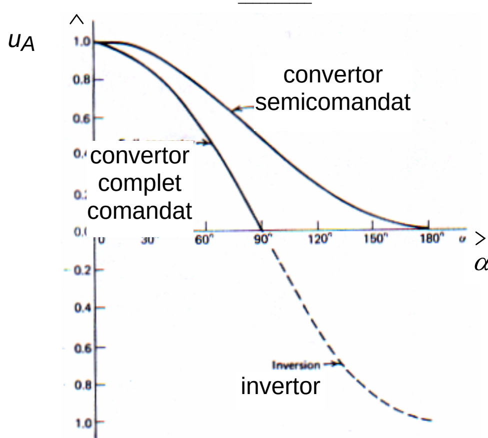


Fig. 4.3. Variatia tensiunii u_A la actionarea cu convertor static complet comandat, respectiv semicomandat.

Datorita posibilitatii reglajului tensiunii în ambele sensuri, rezulta ca domeniul de functionare al masinii este în doua cadrane (***I*** si ***IV***).

Convertoarele statice semicomandate nu permit functionarea masinii de curent continuu decât într-un singur cadran (***I***). Daca este utilizat un comutator mecanic la iesirea convertorului semicomandat, masina va putea functiona în doua cadrane (***I*** si ***IV***).

Folosirea comutatorului mecanic este justificata atunci când constanta mecanica de timp a comutatorului are o valoare satisfacatoare pentru utilizator.

Recuperarea de energie este posibila la frânare doar în cazul convertoarelor complet comandate. Daca nu se urmareste aceasta recuperare, atunci se recomanda utilizarea convertoarelor semicomandate datorita economiei realizate prin diferenta de pret. In figura 4.3. este prezentata variatia tensiunii u_A pentru ***convertorul static semicomandat***.

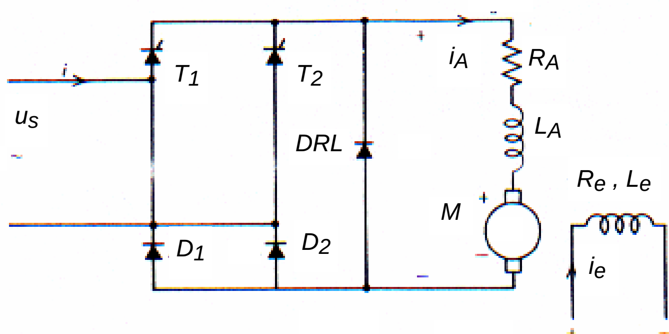


Fig. 4.4. Convertor static semicomandat.

4.2. MASINA DE CURENT CONTINUU CU EXCITATIE SEPARATA ALIMENTATA DE LA UN CONVERTOR STATIC MONOFAZAT COMPLET COMANDAT

Structura de baza pentru un sistem de actionari electrice cu masina de curent continuu cu excitatie separata alimentata de la un convertor static monofazat complet comandat este prezentata în figura 4.5. Tensiunea aplicata indusului masinii de curent continuu este reglata fie printr-un convertor monofazat semicomandat (*figura 4.2.b*) sau complet comandat (*figura 4.2.f*), iar circuitul excitatiei masinii este alimentat de la o punte redresoare cu diode.

Daca este folosit un convertor semicomandat, tensiunea aplicata indusului, u_A, este tot timpul pozitiva. Fluxul de putere este pozitiv, de la sursa de tensiune alternartiva catre sarcina. Frânarea recuperativa nu este posibila. Daca se utilizeaza un convertor monofazat complet comandat, sarcina poate fi de mica sau de medie putere. In cazul unei bucle deschise de reglaj a turatiei, performantele actionarii sunt modeste. Se pot obtine îmbunatatiri ale performantelor sistemului de actionare, daca se utilizeaza comanda în bucla închisa a sistemului de actionare.

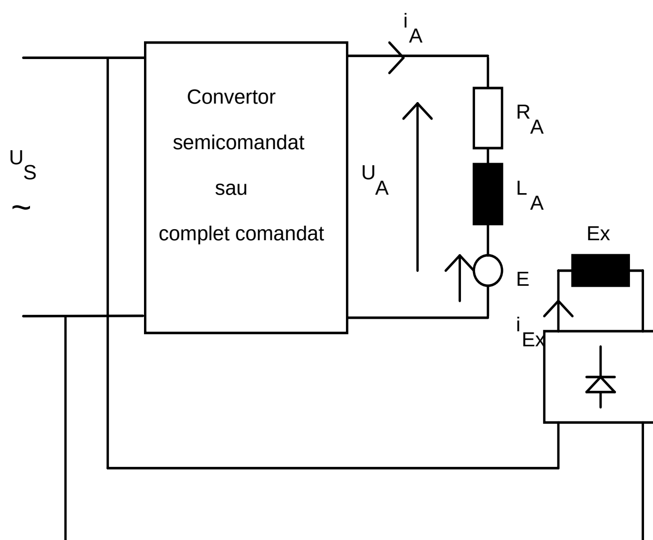


Fig. 4.5. Structura unui sistem de actionare format dintr-o masina de curent continuu alimentata de la un convertor monofazat.

4.2.1. Ipoteze de lucru

Pentru analiza principului de functionare a schemei din figura 4.2.f (*cazul convertorului complet comandat*) se considera urmatoarele ipoteze simplificatoare de lucru:

⇒ Curentul de excitatie este constant;

⇒ Caderea de tensiune pe tiristoarele aflate în conductie este nula;

⇒ Impedanta sursei de alimentare este nula;

⇒ Regimul de functionare este permanent (*stationar*), cel tranzitoriu fiind neglijat;

⇒ Parametrii masinii de curent continuu (*rezistenta si inductivitatea indusului masinii*) sunt constanti;

- ⇒ Neliniaritatile introduse de functionarea masinii de curent continuu în conditii de saturatie a circuitului magnetic sunt neglijate;
- ⇒ Momentul de inertie total al sistemului de actionare este suficient de mare, astfel încât turatia rotorica se poate considera cu o aproximatie suficient de buna ca fiind constanta.

4.2.2. Principiul de functionare

4.2.2.1. Regimul de functionare continua

Formele de unda specifice functionarii sistemului de actionare analizat sunt prezentate în figura 4.6.

Masina este tot timpul conectata la sursa de alimentare prin intermediul tiristoarelor. Tiristoarele ***T1*** si ***T3*** conduc în intervalul $\alpha < \omega t < (\alpha+\pi)$ si se permite conectarea masinii la sursa de alimentare. La momentul $(\alpha+\pi)$, tiristoarele ***T2*** si ***T4*** primesc impuls de comanda. Imediat, tensiunea de alimentare care se aplica tiristoarelor ***T1, T3*** îsi schimba semnul si tiristoarele respective nu mai permit circulatia curentului, blocându-se. Astfel are loc comutatia ***naturala*** a tiristoarelor. Curentul prin indusul masinii de curent continuu i_A se va închide acum prin tiristoarele ***T2, T4***.

In figura 4.7 poate fi observat modul în care variaza curentul si tensiunea prin indusul masinii atunci când unghiul de aprindere al tiristoarelor este mai mare de 90^0. Tensiunea medie aplicata masinii de curent continuu U_A, este negativa. Daca tensiunea electromotoare indusa a masinii îsi schimba semnul, masina se va comporta ca un ***generator de curent continuu*** si va furniza energie sursei de alimentare. Acest fenomen este cunoscut ca functionarea în regim de ***invertor*** al convertorului, folosit la frânarea recuperativa a masinii de curent continuu.

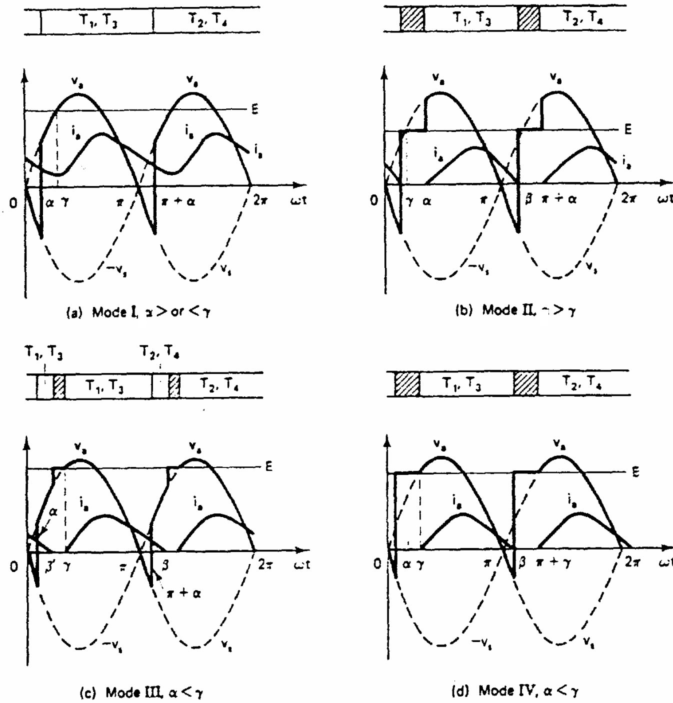


Fig. 4.6. Forme de unda pentru masina de curent continuu cu excitatie separata alimentata de la un convertor static monofazat complet comandat $\alpha < 90^0$.

***Caracteristica mecanica**:*

Pentru un convertor monofazat complet comandat, ecuatia de functionare a sistemului descris în figura 4.5 este:

$$u_{A\alpha} = u_S = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + E \qquad \alpha < \omega t < \pi + \alpha$$
$$\frac{di_A}{dt} = \frac{1}{L}(u_{A\alpha} - (E + i_A R_A)) \tag{4.1}$$

Neglijând caderea de tensiune pe rezistenta indusului, $R_A i_A$, curentul prin indus va creste atunci când $u_S > E$ si va scadea în caz contrar.

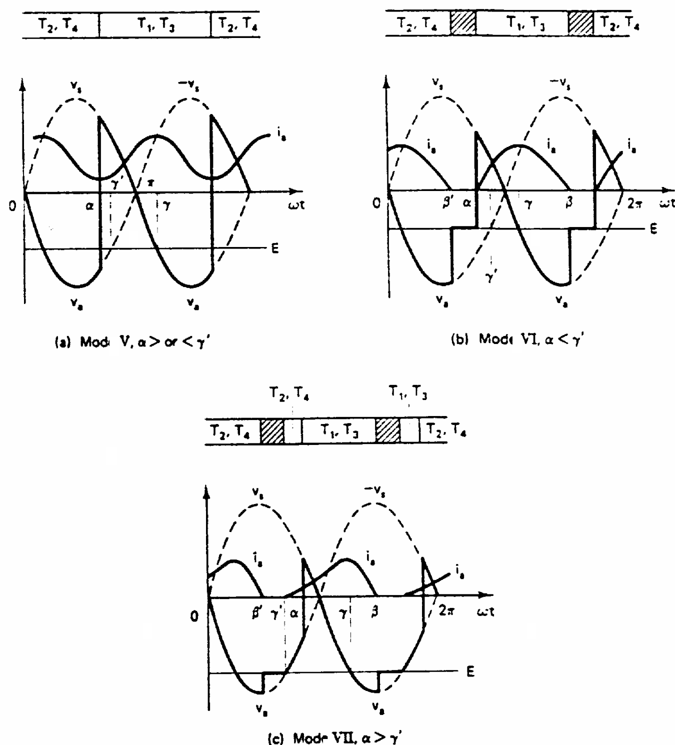


Fig. 4.7. Forme de unda pentru masina de curent continuu cu excitatie
separata alimentata de la un
convertor static monofazat complet comandat $\alpha > 90^0$.

Valorile extreme ale curentului prin indusul masinii sunt atinse la momentele γ si π-γ, unde γ este unghiul corespunzator situatiei pentru care $u_S = E$.

Fie:

$$u_S = \sqrt{2} U_S \sin\omega t \tag{4.2}$$

Atunci tensiunea medie redresata va fi:

$$U_{A\alpha} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha}\sqrt{2}U_S \sin\omega t\, dt = \frac{2\sqrt{2}U_s}{\pi}\cos\alpha \qquad (4.3)$$

Relatia de determinare a turatiei rotorice va fi:

$$\Omega = \frac{U_{A\alpha} - R_A I_A}{k\Phi} = \frac{2\sqrt{2}U_S\cos\alpha}{\pi \cdot k\Phi} - \frac{R_A}{(k\Phi)^2}M \qquad (4.4)$$
$$M = k\Phi \cdot I_A$$

Primul termen din ***relatia ecuatiei caracteristicii mecanice*** (*cuplu-turatie*) reprezinta turatia teoretica la mersul în gol (Ω_0). ***Al doilea termen*** reprezinta valoarea proportionala cu cuplul electromagnetic dezvoltat de catre masina cu care scade turatia. Turatia teoretica de mers în gol depinde de unghiul de aprindere α.

Curentul prin indusul masinii de curent continuu*:*

In figura 4.8 este redata reprezentarea fazoriala a curentului si a tensiunii de alimentare.

Din figura 4.8 se observa ca fazorul spatial al curentului ***se afla în urma fazorului tensiunii cu unghiul*** α***, unghiul de aprindere al tiristoarelor***. Functionarea nu este posibila la unghiuri $\alpha < 0$, deoarece în acest caz tensiunea aplicata tiristoarelor este negativa. Pentru un unghi de comanda al tiristoarelor, $\alpha=\pi/2$, puterea activa este zero, iar puterea reactiva are valoarea maxima. Acest caz este valabil când motorul are turatie scazuta. Puterea pe partea de curent continuu este definita de relatia:

$$P_{dc} = U_{A\alpha} \cdot I_A = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_A I_A \cos\alpha \qquad (4.5)$$

Daca se considera caderea de tensiune pe convertorul static egala cu zero (*nu este consumator de putere*), atunci puterea pe partea de curent alternativ corespunzatoare armonicii fundamentale este egala cu puterea pe partea de curent continuu.

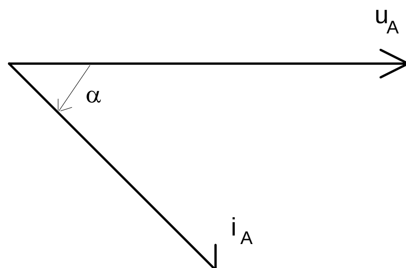


Fig. 4.8. Reprezentarea fazoriala a curentului si a tensiunii de alimentare.

***Observatie*:**

Din dezvoltarea în serie Fourier a expresiei curentului prin indusul masinii se obtin relatii care demonstreaza egalitatea între puterea pe partea de curent continuu si respectiv pe partea de curent alternativ.

$$I_A = \sum_{i=1}^{n} A_i \sin(i\omega t)$$
$$A_i = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} I_A \sin(i\omega t)\, d\omega t \qquad (4.6.a)$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} I_A \sin\tau\, d\tau =$$

$$\frac{I_A}{\pi}\left(\cos\tau\Big|_0^{\alpha} - \cos\tau\Big|_{\alpha}^{\alpha+\pi} + \cos\tau\Big|_{\alpha+\pi}^{2\pi} \right) = \frac{I_A}{\pi}(4\cos\alpha) \qquad (4.6.b)$$

$$I_{A1ef} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{A_1^2} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{I_A^2 \cdot 4^2}{\pi^2}} = \frac{2\sqrt{2} I_A}{\pi}$$

4.2.2.2. Regimul de functionare discontinua

Pentru valori mici ale unghiului de aprindere α, turatii mari sau valori mici ale cuplului, curentul prin indusul masinii de curent continuu devine discontinuu (*întrerupt*). În acest caz turatia de mers în gol va fi mai mare decât cea din cazul anterior. Performantele masinii se deterioreaza în cazul discontinuitatii curentului prin indusul masinii. Raportul dintre valoarea maxima a curentului si cea medie, respectiv dintre valoarea efectiva si cea medie a curentului, creste. Raspunsul dinamic în timp al masinii devine mai lent. Evitarea functionarii în regim discontinuu se poate realiza fie prin utilizarea unei diode de regim liber în cazul convertoarelor semicomandate, fie prin utilizarea unei inductivitati suplimentare montate în circuitul indusului masinii. În figura 4.9 sunt redate efectele discontinuitatii curentului prin indus în cazul functionarii în regim nominal.

Masina este conectata la sursa de alimentare în intervalul $\alpha<\omega t<\beta$ si este în regim de functionare discontinua pentru intervalul $\beta<\omega t<\alpha+\pi$. Daca în regimul de curent continuu, neîntrerupt, caracteristicile mecanice pot fi determinate din valorile medii ale tensiunii la borne si ale curentului masinii, în cazul regimului de curent discontinuu, calculele devin anevoioase.

Dificultatea apare datorita prezentei ***unghiului de stingere*** β, în relatia de calcul a tensiunii medii la bornele indusului masinii U_A. Unghiul β depinde de turatia medie Ω, curentul mediu prin indus I_A, si de unghiul de aprindere α.

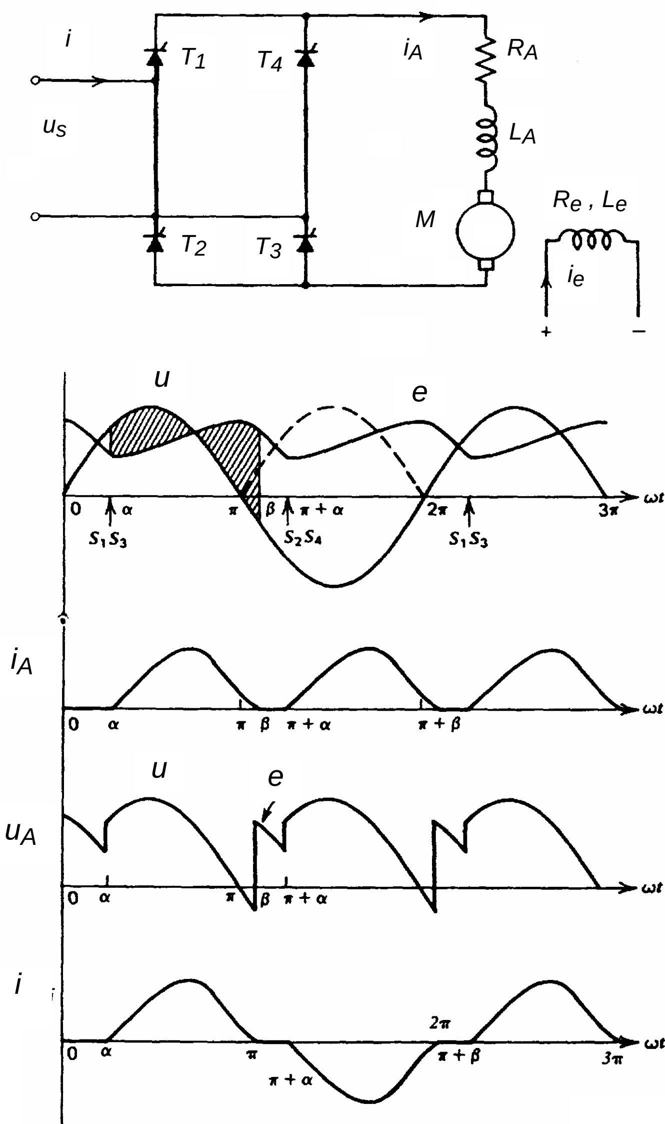


Fig. 4.9. Efectele conductiei discontinue în cazul unui convertor complet comandat.

Astfel, este necesara o abordare generala pentru functionarea masinii de curent continuu în orice regim.

4.2.3. Analiza generala a functionarii actionarii

Exista trei moduri posibile de functionare: tiristoarele sunt în stare de conductie, regimul de functionare al diodei de regim liber si functionarea masinii fara consum de putere de la sursa de alimentare.

Ecuatiile definitorii sunt:

Modul 1:

Tiristoarele conduc, iar masina este conectata la sursa de alimentare. Durata acestui mod de functionare este:

- Convertor semicomandat $\boldsymbol{\alpha < \omega t < \pi}$ *($\alpha < \omega t < \beta$, daca $\beta < \pi$)*;
- Convertor comandat $\boldsymbol{\alpha < \omega t < \beta}$.

  Ecuatia de tensiune este:

$$u_{A\alpha} = \sqrt{2}U_S \sin\omega t = L_A \frac{di_A}{dt} + R_A i_A + k_e \Phi_e \Omega \tag{4.7}$$

Ecuatia de miscare este:

$$m = k_e \Phi_e i_A = J \frac{d\Omega}{dt} + B\Omega + M_S \tag{4.8}$$

Modul 2:

Regimul de functionare al diodei de regim liber apare în intervalul $\boldsymbol{\pi < \omega t < \beta}$.

$$\begin{aligned} 0 &= R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + k_e \Phi_e \Omega \\ m &= k_e \Phi_e i_A = J\frac{d\Omega}{dt} + B\Omega + M_S \end{aligned} \tag{4.9}$$

Daca $\beta < \pi$, modul ***2*** de functionare nu apare.

Modul 3:

Motorul functioneaza fara sa absoarba energie de la sursa de alimentare în intervalul $\beta < \omega t < \pi + \alpha$.

$$\begin{aligned} i_A &= 0 \\ 0 &= J\frac{d\Omega}{dt} + B\Omega + M_S \end{aligned} \tag{4.10}$$

Pentru analiza performantelor masinii de curent continuu cu excitatie independenta alimentata de la convertor static, se pot folosi doua metode: ***numerica*** si ***analitica***.

4.2.3.1. Metoda numerica

În cazul metodei numerice, masina este considerata initial oprita. Turatia si curentul masinii sunt calculate pe parcursul fiecarui ciclu până când se atinge regimul de functionare stationar, prin rezolvarea ecuatiilor potrivite si folosirea metodei de aproximare de ordinul patru, *Runge-Kutta*. Ecuatiile caracteristice diferitelor moduri de operare sunt urmatoarele:

Modul 1:

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{\sqrt{2}U_S \sin\omega t}{L_A} - \frac{R_A}{L_A} i_A - \frac{k_e \Phi_e}{L_A}\Omega = f_{11}(i_A, \Omega) \tag{4.11.a}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{k_e \Phi_e}{J} i_A - \frac{B}{J}\Omega - \frac{M_S}{J} = f_{21}(i_A, \Omega) \qquad (4.11.b)$$

Modul 2:

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt} &= -\frac{R_A}{L_A} i_A - \frac{k_e \Phi_e}{L_A}\Omega = f_{12}(i_A, \Omega) \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{k_e \Phi_e}{J} i_A - \frac{B}{J}\Omega - \frac{M_S}{J} = f_{22}(i_A, \Omega) \end{aligned} \qquad (4.12)$$

Modul 3:

$$\begin{aligned} i_A &= 0 = f_{13}(i_A, \Omega) \\ \frac{d\Omega}{dt} &= -\frac{B}{J}\Omega - \frac{M_S}{J} = f_{23}(i_A, \Omega) \end{aligned} \qquad (4.13)$$

Performantele masinii de curent continuu pot fi analizate prin aceasta metoda atât în regim dinamic, cât si în regim stationar. Totusi, daca pentru regimul dinamic metoda este foarte utila, pentru regimul stationar sunt necesare mai multe cicluri de calcul, ceea ce duce la un timp de procesare pe calculator destul de mare.

4.2.3.2. Metoda analitica

În cazul metodei analitice, se presupune ca turatia masinii are valoarea corespunzatoare regimului de functionare stationar si se vor considera doar ecuatiile definitorii pentru tensiunea la bornele indusului. De asemenea, se pot deduce expresii analitice pentru curentul prin indusul masinii. Prin metoda analitica, regimul de functionare stationar necesita doar câteva iteratii de calcul.

Daca exista regimul de curent discontinuu si în momentul aprinderii tiristorului, tensiunea sursei este mai mica decât valoarea tensiunii electromotoare induse

(*respectiv* $u_A(\alpha)<e$) atunci tiristorul nu va intra în conductie la momentul α. Conductia va apare doar daca $u_A(\alpha)$ este egala sau mai mare decât ***e***.

Daca se noteaza unghiul la care tiristorul intra in conductie cu θ_S, atunci se vor obtine relatii în conformitate cu fiecare mod de lucru.

Modul 1:

Tiristoarle sunt în conductie, daca:

$\theta_S < \omega t < \beta$ pentru convertor complet comandat

$\theta_S < \omega t < \pi$ pentru convertor semicomandat (4.14)

$(\theta_S < \omega t < \beta \quad pentru \beta < \pi)$

Ecuatia de tensiune este:

$$\sqrt{2}U_S sin\omega t = L_A \frac{di_A}{dt} + R_A i_A + E \tag{4.15}$$

Solutia pentru curentul prin indus este:

$$i_A = \frac{\sqrt{2}U_S}{Z} sin(\omega t - \theta_Z) - \frac{E}{R_A} + A_1 e^{-(R_A/L_A)t}$$

$$Z = [R_A{}^2 + (\omega L_A)^2]^{1/2} \tag{4.16}$$

$$\theta_Z = tg^{-1}(\frac{\omega L_A}{R_A})$$

unde A_1 este o constanta.

Primul termen al expresiei curentului prin indus reprezinta componenta datorata tensiunii de alimentare a convertorului static. Cel de-***al doilea termen*** este datorat tensiunii electromotoare induse, care tinde sa injecteze un

curent de sens opus directiei considerate pozitive a curentului i_A. *Al treilea termen* reprezinta o componenta tranzitorie a curentului.

Fie valoarea curentului i_A la momentul $\theta_S = \omega t$ data de I_{AS}. Se obtine:

$$I_{AS} = \frac{\sqrt{2}U_S}{Z}\sin(\theta_S - \theta_Z) - \frac{E}{R_A} + A_1 e^{-(R_A/L_A)\theta_S}$$

$$A_1 = \left[I_{AS} - \frac{\sqrt{2}U_S}{Z}\sin(\theta_S - \theta_Z) + \frac{E}{R_A}\right]e^{(R_A/L_A)\theta_S} \tag{4.17}$$

$$i_A = \frac{\sqrt{2}U_S}{Z}\left[\sin(\omega t - \theta_Z) - \sin(\theta_S - \theta_Z)e^{(R_A/\omega L_A)(\theta_S - \omega t)}\right]$$

$$+\frac{E}{R_A}\left(e^{(R_A/\omega L_A)(\theta_S - \omega t)} - 1\right) + I_{AS}e^{(R_A/\omega L_A)(\theta_S - \omega t)}$$

Modul 2:

Actiunea diodei de regim liber este prezenta în cazul convertoarelor semicomandate, în intervalul $\pi < \omega t < \beta$.

În acest caz ecuatia de tensiune este:

$$0 = L_A\frac{di_A}{dt} + R_A i_A + E \tag{4.18}$$

Solutia pentru curentul i_A va fi:

$$i_A = A_2 e^{-(R_A/\omega L_A)\omega t} - \frac{E}{R_A} \tag{4.19}$$

unde A_2 este o constanta.

Valoarea lui i_A la momentul $\omega t = \pi$ se poate determina din relatiile anterioare. Fie $i_A(\pi) = I_{A\pi}$. Avem expresiile:

$$I_{A\pi} = A_2 e^{-(R_A/\omega L_A)\pi} - \frac{E}{R_A}$$

$$A_2 = \left(I_{A\pi} + \frac{E}{R_A} \right) e^{(R_A/\omega L_A)\pi} \qquad (4.20)$$

$$i_A = I_{A\pi} e^{(R_A/\omega L_A)(\pi-\omega t)} + \frac{E}{R_A}\left(e^{(R_A/\omega L_A)(\pi-\omega t)} - 1 \right)$$

Modul 2 de lucru nu este posibil daca unghiul de stingere $\beta < \pi$. Acest mod de functionare nu apare în cazul convertoarelor complet comandate.

Modul 3:

Motorul functioneaza fara sa absoarba energie de la sursa de alimentare, în intervalul $\beta < \omega t < \pi + \alpha$.

$$i_A = 0 \qquad (4.21)$$

Curentul prin sursa

Modul 1:

convertor semicomandat $i = i_A \quad \theta_S < \omega t < \pi$

convertor complet comandat $i = i_A \quad \theta_S < \omega t < \beta$

convertor semicomandat $i = -i_A \quad \pi + \theta_S < \omega t < 2\pi$

convertor complet comandat $i = -i_A \quad \pi + \theta_S < \omega t < \pi + \beta$

(4.22)

Modurile 2 si 3:

$$i_A = 0 \qquad (4.23)$$

4.2.4. Evaluarea performantelor

Calitatea unui sistem de actionare cu masina de curent continuu cu excitatie independenta alimentata de la un convertizor static monofazat este analizata în figura 4.10. Exista urmatoarele situatii:

$0 < \alpha < \pi/2$

Valoarea maxima teoretica a tensiunii electromotoare ***E*** este $\sqrt{2}U_S$. Turatia masinii va fi astfel încât $E > \sqrt{2}U_S sin\alpha$ sau $E < \sqrt{2}U_S sin\alpha$.

1. Daca $E > \sqrt{2}U_S sin\alpha$, dupa cum se vede din figura 4.10, tiristorul nu va intra în conductie la momentul $\boldsymbol{\alpha}$. Conductia va apare la momentul $\boldsymbol{\theta_S}$ unde:

$$\theta_S = arcsin\frac{E}{\sqrt{2}U_S} \tag{4.24.a}$$

Folosind aceasta valoare a lui $\boldsymbol{\theta_S}$, calculul curentului se poate realiza, iar daca $\boldsymbol{i_A}$ la momentul $\boldsymbol{\pi+\alpha}$ este mai mic sau egal cu zero, atunci apare regimul de curent discontinuu si nu mai este necesara o calculatie ulterioara, deoarece urmatoarea jumatate de perioada va începe în aceleasi conditii initiale de aprindere pentru tiristorul urmator. Regimul de functionare stationar va fi atins într-o jumatate de perioada.

Daca la momentul $\boldsymbol{\pi+\alpha}$ curentul este pozitiv, atunci tiristorul urmator va intra în conductie chiar daca tensiunea electromotoare ***E*** este mai mare decât cea a sursei de alimentare.

Se observa ca la momentul $\boldsymbol{\pi+\theta_S}$, curentul prin indus poate avea valori negative sau pozitive.

În primul caz, al curentului negativ sau egal cu zero (*tensiunea electromotoare **E** este mai mare decât tensiunea sursei*), conditiile initiale la $\boldsymbol{\pi+\theta_S}$ si $\boldsymbol{\theta_S}$ sunt identice. Curentul este discontinuu, iar regimul de functionare stationar se atinge dupa jumatate de perioada.

În al doilea caz, al curentului pozitiv, regimul de curent continuu (*neîntrerupt*) va duce la atingerea functionarii stationare dupa câteva jumatati de perioada.

2. Daca $E < \sqrt{2}U_S \sin \alpha$, atunci tiristoarele vor intra în conductie la momentul α, astfel $\alpha = \theta_S$. Calculul pentru astfel de unghiuri de aprindere si turatii va fi mai putin complicat.

$$\pi/2 < \alpha < \pi$$

Valoarea maxima teoretica a tensiunii electromotoare ***E*** va fi:

$$E_{max} = \sqrt{2}U_S \sin\alpha \qquad (4.24.b)$$

Tiristoarele vor intra în conductie pentru orice valoare a unghiului $\theta_S = \alpha$, daca turatia motorului este mai mica decat cea corespunzatoare tensiunii electromotoare maxime.

4.3. ÎMBUNATAºIREA FACTORULUI DE PUTERE

Convertoarele statice, care permit controlul unghiului de defazaj între curent si tensiune, sunt utilizate pe scara larga deoarece au o constructie simpla, putin costisitoare, sunt fiabile si nu necesita circuit de comutatie. Totusi, factorul de putere al sursei de alimentare este scazut atunci când tensiunea de iesire a convertorului este sub valoarea maxima, ceea ce înseamna ca valoarea unghiului de aprindere este mare. Odata cu cresterea valorii unghiului de aprindere, defazajul dintre tensiunea sursei si curent creste si convertorul absoarbe mai multa putere reactiva, ducând astfel la scaderea factorului de putere.

Sistemele de actionari cu convertoare semicomandate furnizeaza un factor de putere mai bun decât cele complet comandate, desi îmbunatatirea nu este foarte importanta. Functionarea la factor de putere scazut este o problema majora pentru sistemele de actionari cu turatie reglabila sau în aplicatiile de mare putere. În urmatoarele paragrafe sunt analizate diferite tehnici de îmbunatatire a factorului de

putere. Pentru o analiza simplificata se considera: ***curentul constant prin indusul masinii, iar sursa de tensiune alternativa este ideala*** *(fara impedanta interna)*.

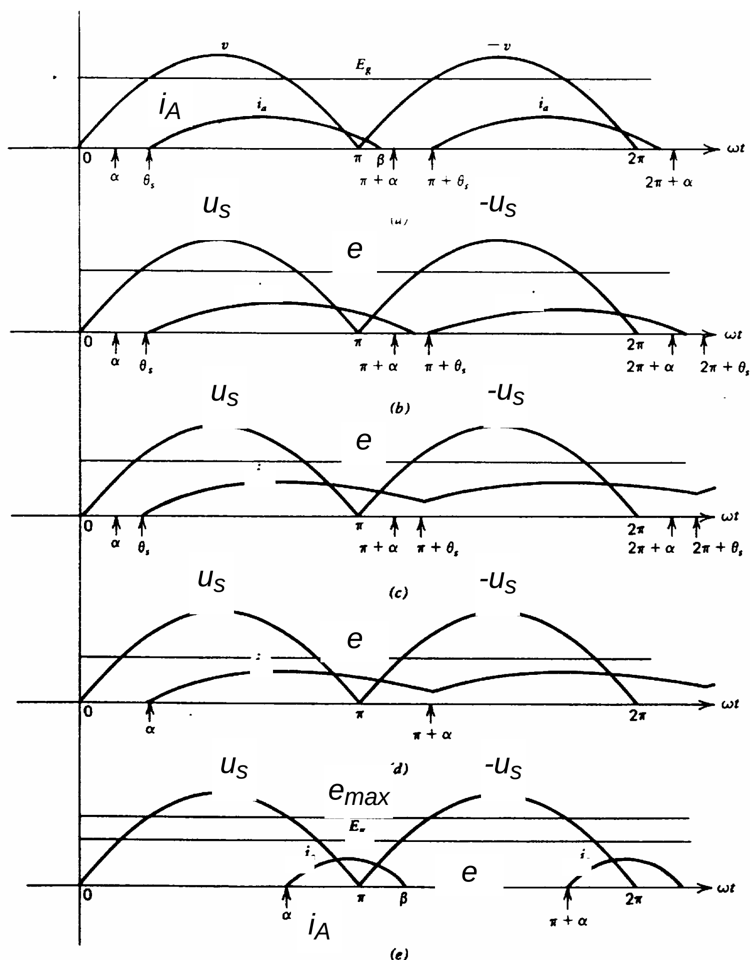


Fig. 4.10. Forme de unda ale curentului prin indusul masinii si ale tensiunii electromotoare pentru diverse unghiuri de comanda.

4.3.1. Controlul unghiului de defazaj

Anumite caracteristici de performanta sunt studiate pentru a putea compara diferite tehnici de îmbunatatire a factorului de putere. Amplitudinea curentului sursei este egala cu cea a curentului prin indus.

4.3.1.1. Convertor complet comandat

Tensiunea medie redresata este:

$$U_{A\alpha} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \sqrt{2}U_S \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_S}{\pi}\cos\alpha = U_{Amax}\cos\alpha \qquad (4.25)$$

Daca se ia ca baza de raportare pentru unitati relative $\boldsymbol{U_{Amax}}$ avem:

$$u_A = \cos\alpha \quad (u.r.) \qquad (4.26)$$

Curentul efectiv al sursei este:

$$I = I_A \qquad (4.27)$$

Curentul sursei ***I*** poate fi reprezentat sub forma unei descompuneri în serie Fourier. Componenta constanta este:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i \, d(\omega t) = 0 \qquad (4.28)$$

Coeficientii Fourier sunt:

$$a_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i \cos n\omega t \, d(\omega t)\right] \qquad (4.29.a)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_A \cos n\omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} - I_A \cos n\omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{2I_A}{n\pi}\left[\sin n(\pi+\alpha) - \sin n\alpha\right]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i\, sinn\omega t\, d(\omega t)\right]$$
$$= \frac{2I_A}{n\pi}\left[cosn\alpha - cosn(\pi+\alpha)\right] \quad (4.29.b)$$

Din ecuatiile de mai sus rezulta ca pentru armonicile pare coeficientii $\boldsymbol{a_n}$ şi $\boldsymbol{b_n}$ sunt zero, datorita simetriei formelor de unda ale curentului sursei (*punctul (b) al figurii de mai sus*). Pentru armonicile impare avem:

$$a_n = -\frac{4I_A}{n\pi} sinn\alpha$$
$$b_n = \frac{4I_A}{n\pi} cosn\alpha \quad (4.29.c)$$

Armonica a ***n***-a a curentului este:

$$I_n = \left(\frac{a_n^2 + b^2}{2}\right)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}I_A}{n\pi} \quad (4.30)$$

Unghiul de defazaj pentru armonica a ***n***-a este:

$$\phi_n = tg^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \quad (4.31)$$

Unghiul de defazaj al fundamentalei este egal cu unghiul de aprindere al tiristoarelor, $\boldsymbol{\phi_1 = -\alpha}$. Semnul negativ indica faptul ca ***fundamentala curentului se afla defazata în urma tensiunii sursei de alimentare***.

Factorul de putere este:

$$FP = \frac{U_S I_1 cos\phi_1}{U_S I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} cos\alpha \quad (4.32)$$

Factorul de deplasare (*factor de putere al fundamentalei*) este:

$$FD = cos\phi_1 = cos\alpha \quad (4.33)$$

De aceea atât factorul de putere, cât şi cel de deplasare scad odata cu creşterea unghiului de aprindere al tiristoarelor. Factorul de armonica care indica continutul în armonici al curentului sursei de alimentare şi masoara gradul de distorsionare al curentului de intrare este:

$$FH = \frac{(I^2 - I_1^2)^{1/2}}{I_1} = \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2\right)^{1/2}}{I_1} = 0,4834 \quad (4.34)$$

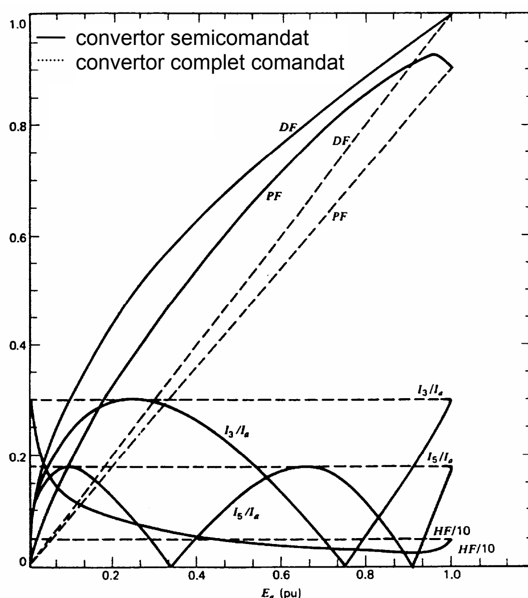


Fig. 4.11. Caracteristicile de performanta pentru actionarile cu convertoare monofazate semicomandate sau complet comandate.

4.3.1.2. Convertor semicomandat

Tensiunea medie redresata este:

$$U_{A\alpha} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_S \sin\omega t\, d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_S}{\pi}(1+\cos\alpha)$$
$$= \frac{1}{2}(1+\cos\alpha) \ (u.r.) \tag{4.35}$$

Din cauza simetriei armonicile pare sunt absente. Coeficientii Fourier şi alti parametrii sunt:

$$a_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_A \cos n\omega t\, d(\omega t) = -\frac{2I_A}{n\pi}\sin n\alpha$$
$$b_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_A \sin n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2I_A}{n\pi}(1+\cos n\alpha)$$
$$I_n = \frac{2\sqrt{2}I_A}{n\pi}\cos\frac{n\alpha}{2}$$
$$\phi_n = -\frac{n\alpha}{2}$$
$$I = \left[\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} I_A{}^2 d(\omega t)\right]^{1/2} = I_A\left(1-\frac{\alpha}{\pi}\right)^{1/2}$$
$$FP = \frac{\sqrt{2}(1+\cos\alpha)}{\pi\left(1-\frac{\alpha}{\pi}\right)^{1/2}}$$
$$FD = \cos\frac{\alpha}{2}$$
$$FH = \left[\frac{\pi(\pi-\alpha)}{4(1+\cos\alpha)} - 1\right]^{1/2} \tag{4.36}$$

Variatiile factorului de putere, ale factorului de deplasare, ale factorului de armonica şi ale armonicilor a treia şi a cincea ale curentului sunt aratate în figura 4.11 în functie de tensiunea medie redresata. Curentul prin indusul maşinii este luat ca baza de raportare. Factorul de putere şi de deplasare scad odata cu creşterea unghiului de aprindere

(*scaderea tensiunii medii redresate*) pentru ambele cazuri: ***convertor static semicomandat***, ***convertor static complet comandat***.

Armonicile de ordin superior care apar la turatii joase pot fi filtrate de obicei cu uşurinta.

4.3.2. Functionarea convertoarelor monofazate semicomandate în regim complet comandat

Convertorul static semicomandat este în general folosit atunci când nu este necesara o frânare recuperativa a maşinii de curent continuu. Criteriile sunt: costul şi performantele mai bune (*factor de putere*). Daca totuşi se solicita o frânare recuperativa, atunci se utilizeaza convertoare statice complet comandate. Cu pretul unei complexitati sporite a circuitului logic de control al convertorului semicomandat, poate fi folosit şi acesta la frânari recuperative de energie. Principiul de functionare este prezentat în figura 4.12.

Pentru ***regimul de redresor*** al convertorului (*tensiune de ieşire pozitiva*), tiristoarele ***T3*** şi ***T4*** primesc impuls de comanda pe grila pe întreaga semiperioada când tensiunea de alimentare este pozitiva, respectiv negativa. Tiristoarele ***T2*** şi ***T4*** lucreaza ca nişte diode pe semiperioada respectiva. Amplitudinea tensiunii redresate se regleaza cu ajutorul unghiului de aprindere al tiristoarelor ***T1*** şi ***T2***.

Pentru regimul de invertor al convertorului (*tensiune de ieşire negativa*) tiristoarele ***T1*** şi ***T2*** primesc impuls de comanda pe grila pentru semiperioada când tensiunea de alimentare este negativa, respectiv pozitiva. Amplitudinea tensiunii redresate se regleaza cu ajutorul unghiului de aprindere al tiristoarelor ***T3*** şi ***T4***.

În momentul în care doua tiristoare de pe acelaşi brat al puntii (*de exemplu* ***T1*** *cu* ***T4***, *sau* ***T2*** *cu* ***T3***) conduc, prin ele se închide curentul specific functionarii în regim liber, iar tensiunea de ieşire este zero. Natura tensiunii de la bornele motorului u_A şi a curentului sursei ***i*** este aceeaşi ca la sistemele de actionari cu convertor semicomandat.

Performantele sunt îmbunatatite cu pretul unui circuit de control logic ceva mai complicat.

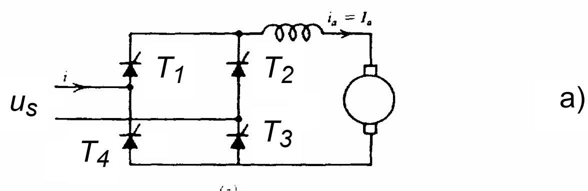
Alta interpretare a schemei de control anterioara este urmatoarea:

- În modul de functionare în regim de ***redresor***, unghiul de aprindere al gupului negativ de tiristoare (*de exemplu **T3** şi **T4***) este mentinut la valoarea zero. De aceea, atunci când unghiul de aprindere al grupului pozitiv de tiristoare (***T1** şi **T2***) este zero, tensiunea de ieşire a convertorului este maxim pozitiva. Când acest unghi este $\mathbf{180^0}$, tensiunea de ieşire este zero.
- În modul de functionare în regim de ***invertor***, unghiul de aprindere al grupului pozitiv de tiristoare este mentinut la $\mathbf{180^0}$, iar atunci când unghiul de aprindere al grupului negativ de tiristoare este de asemenea $\mathbf{180^0}$, tensiunea de ieşire a convertorului va atinge valoarea sa maxim negativa. În practica, unghiul de aprindere trebuie limitat la valori mai mici de $\mathbf{180^0}$ pentru a se putea crea a marja necesara realizarii procesului de comutatie a tiristoarelor. Aceasta interpretare permite o întelegere mai uşoara a functionarii convertoarelor statice trifazate complet comandate, unde acest tip de control al aprinderii tiristoarelor este denumit ***control secvential.*** Aceasta schema de control, deşi îmbunatateşte factorul de putere atât la convertoarele monofazate cât şi la cele trifazate, nu este recomandat pentru cele trifazate din urmatoarele motive:

   1. Armonicile pare ale curentului sunt prezente în spectrul curentului de linie al sursei de alimentare;

   2. Armonica a treia apare în continutul de armonici al curentului de ieşire;

3. Exista pericolul unei comutatii incorecte între tiristoare.



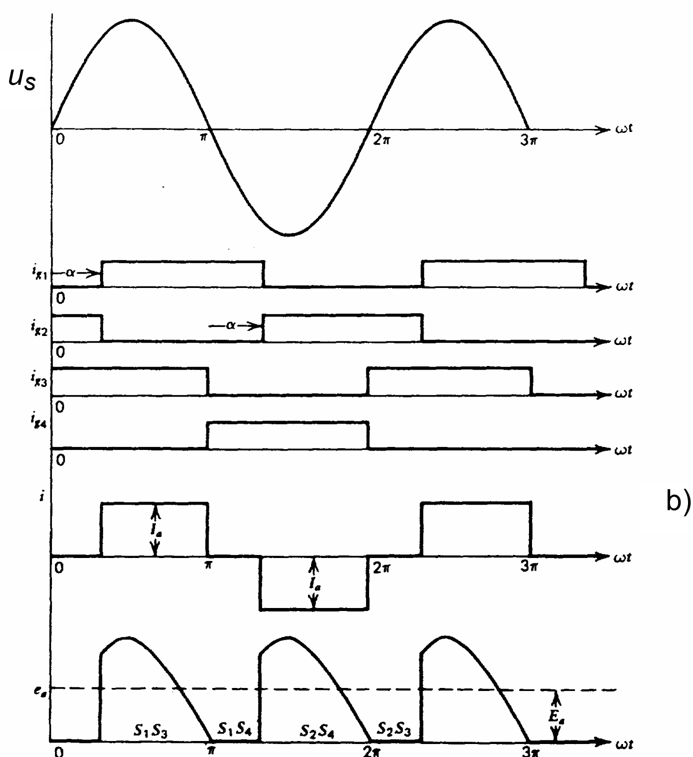


Fig. 4.12. Functionarea unui convertor complet comandat în regim de convertor semicomandat: a) schema circuitului de forta; b) formele de unda pentru regim invertor.

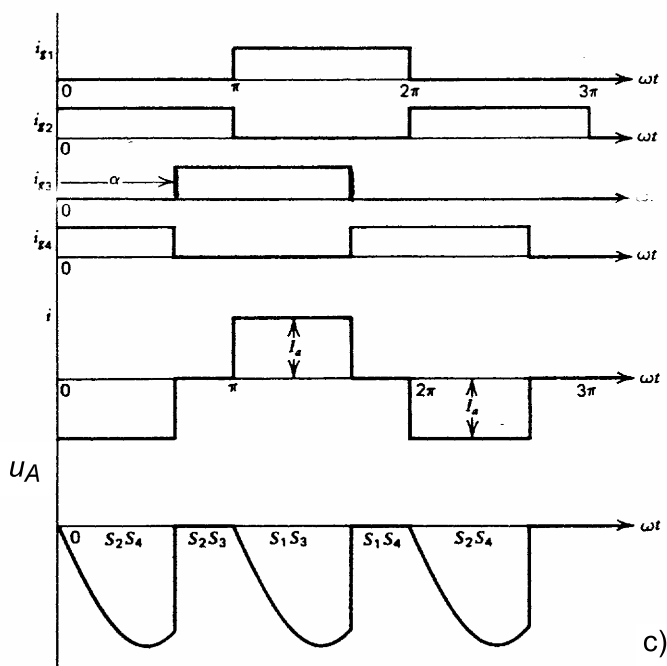


Fig. 4.12. Functionarea unui convertor complet comandat în regim de convertor semicomandat: a). schema circuitului de forta; b). formele de unda pentru regim invertor.

4.3.3. Comanda asimetrica a tiristoarelor

O alta posibilitate de îmbunatatire a factorului de putere este cunoscuta sub numele de ***comanda asimetrica a tiristoarelor***, ilustrata în figura 4.13.c.

În aceasta schema, tiristoarele sunt comandate la diverse valori ale unghiului de aprindere, unde la fel ca la schema cu unghiuri de aprindere simetrica, ambele tiristoare primesc impuls de comanda pe poarta la acelaşi unghi de aprindere. De exemplu, daca este necesara o tensiune de ieşire de ***0,5 u.r.***, tiristoarele sunt comandate la unghiul $\alpha = 90^0$ în schema de aprindere simetrica (*figura 4.13.b*).

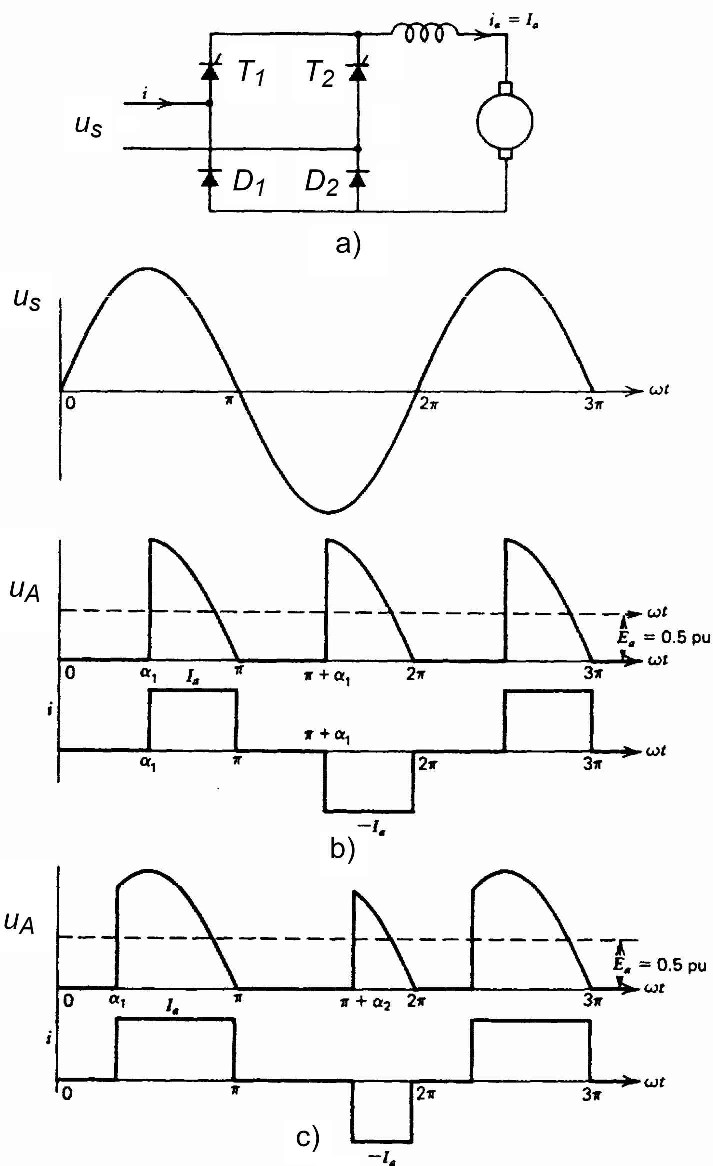


Fig. 4.13. Comanda asimetrica şi simetrica a tiristoarelor:
a) schema circuitului; b) comanda simetrica; c) comanda asimetrica.

Pentru obtinerea aceleiaşi tensiuni de ieşire în cazul schemei unei comenzi asimetrice, daca tiristorul ***T1*** este comandat la unghiul $\alpha_1 = 60^0$, atunci tiristorul ***T2*** este comandat la unghiul $\alpha_2 = 120^0$.

Deoarece unul dintre tiristoare este comandat la o valoare mai mica a unghiului de aprindere, factorul de putere este îmbunatatit în cazul unei comenzi asimetrice. Totuşi, aprinderea asimetrica prezinta câteva dezavantaje. Genereaza armonici pare şi o componenta de curent continuu în spectrul curentului de linie al sursei de alimentare. Componenta de curent continuu poate fi totuşi eliminata, daca unghiurile de comanda (*aprindere*) sunt alternate în cicluri succesive. Daca inductivitatea totala din circuitul indusului maşinii nu este suficient de mare, aprinderea asimetrica a tiristoarelor duce la obtinerea unui curent discontinuu şi cu amplitudine vârf la vârf foarte mare.

Dezavantajele acestei metode fiind mai mari decât avantajele (*uşoara creştere a factorului de putere*), metoda aprinderii asimetrice a tiristoarelor prezinta doar intres teoretic.

4.3.4. Comutatie fortata

La convertoarele statice conventionale, un tiristor este comutat de tensiunea de linie atunci când urmatorul tiristor este aprins. Totuşi, daca fiecare tiristor are propriul sau circuit de comutatie, atunci comutatia se poate realiza în orice moment dorit. În figura 4.14.a simbolul din interiorul patratului cu line punctata reprezinta un tiristor împreuna cu circuitul sau de comutatie. Acest circuit este realizat cu ajutorul unui chopper care poate fi deschis sau închis la momentul dorit.

Exista trei scheme de control mai des utilizate pentru realizarea comutatiei fortate a tiristoarelor.

4.3.4.1. Extinderea unghiului de control

În schema de extindere a unghiului de control, prezentata în figura 4.14.b, tiristorul ***T1*** este aprins la 0^0 şi

stins la unghiul β. Tensiunea medie redresata se modifica odata cu modificarea unghiului β. Armonica fundamentala i_1 a curentului sursei i este defazata înaintea tensiunii sursei. Factorul de deplasare este pozitiv, ceea ce permite o compensare a caderilor de tensiune pentru tensiunea de linie.

Pentru acest caz, sunt valabile urmatoarele ecuatii pentru diverşi parametri:

$$U_A = \frac{1}{2}(1-\cos\beta)\ (u.r.)$$
$$I = I_A\sqrt{\frac{\beta}{\pi}}$$
$$I_n = \frac{2\sqrt{2}I_A}{n\pi}\sin\frac{n\beta}{2}; \quad n = 2k+1 \qquad (4.37)$$
$$\phi_n = n\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\beta}{2}\right); \quad n = 2k+1$$

$$U_A = \frac{1}{2}(1-\cos\beta)\ (u.r.)$$
$$I = I_A\sqrt{\frac{\beta}{\pi}}$$
$$I_n = \frac{2\sqrt{2}I_A}{n\pi}\sin\frac{n\beta}{2}; \quad n = 2k+1 \qquad (4.38)$$
$$\phi_n = n\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\beta}{2}\right); \quad n = 2k+1$$

$$FP = \frac{\sqrt{2}(1-\cos\beta)}{\sqrt{\pi\beta}}$$
$$FD = \sin\frac{\beta}{2} \qquad (4.39)$$
$$FH = \left[\frac{\pi\beta}{4(1-\cos\beta)} - 1\right]^{1/2}$$

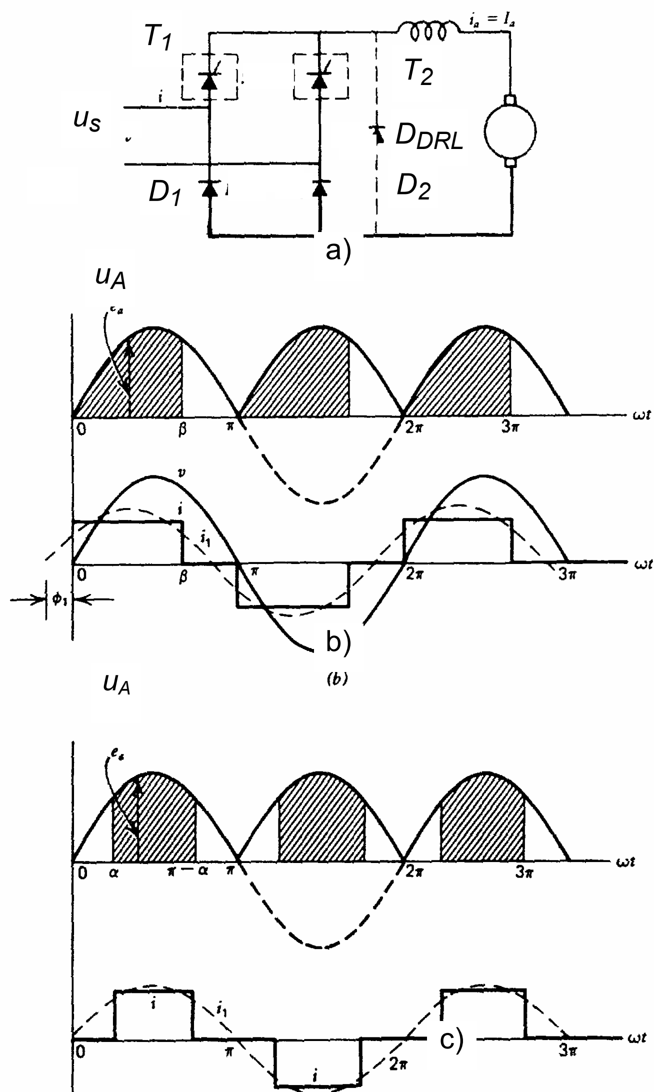


Fig. 4.14. Comutatia fortata pentru îmbunatatirea factorului de putere:
a) Circuit de forta; b) Extinderea unghiului de control;
c) Unghi de control simetric.

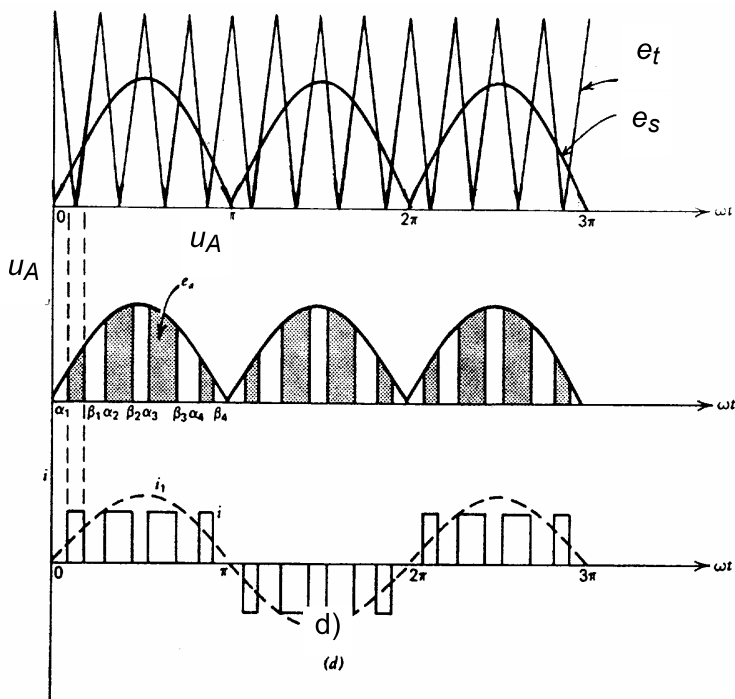


Fig. 4.14. Comutatia fortata pentru îmbunatatirea factorului de putere:
d) Modularea în latime a pulsului.

4.3.4.2. Unghi de control simetric

În aceasta schema de control (*figura 4.14.c*), tiristorul ***T1*** este aprins la momentul α şi stins la momentul π - α. Expresiile pentru parametrii cei mai importanti sunt:

$$
\begin{aligned}
&U_A = \cos\alpha \;\; (u.r.)\\
&I = I_A\left(1-\frac{2\alpha}{\pi}\right)^{1/2}\\
&I_n = \frac{2\sqrt{2}I_A}{n\pi}\cos n\alpha; \;\; n = 2k\\
&\phi_n = 0
\end{aligned}
\qquad (4.40)
$$

$$FP = \frac{2\sqrt{2}\cos\alpha}{\pi\left(1 - \frac{2\alpha}{\pi}\right)^{1/2}}$$

$$FD = 1 \qquad (4.41)$$

$$FH = \left[\frac{\pi(\pi - 2\alpha)}{8\cos^2\alpha} - 1\right]^{1/2}$$

În aceasta metoda, fundamentala curentului $\boldsymbol{i_1}$ este în faza cu tensiunea de alimentare. Astfel, factorul de deplasare este unitar, iar factorul de putere este îmbunatatit.

4.3.4.3. Modularea latimii pulsului (PWM)

La metodele discutate anterior, curentul de alimentare este format dintr-un puls pe jumatate de perioada, iar ordinul minim al armonicilor este trei. Armonicile de ordin inferior sunt greu de filtrat. Daca numarul de pulsuri de curent pe semiperioada este mai mare de unu, atunci armonicile de ordin inferior pot fi eliminate sau reduse. La metoda modularii în latime a pulsurilor de curent (*PWM - Pulse Width Modulation*) un tiristor este aprins şi stins de câteva ori pe parcursul unei jumatati de perioada (*figura 4.14.d*).

Latimea pulsurilor este variata pentru a putea realiza modificarea tensiunii de ieşire. Armonicile de ordin inferior pot fi eliminate prin selectarea tipului de modulatie pentru latimea pulsului şi numarul de pulsuri pe o semiperioada. Armonicile de ordin superior pot creşte, dar eliminarea lor se face cu usurinta prin filtre.

În figura 4.14.d este ilustrata o tehnica de control sinusoidala a latimii pulsurilor de curent. Semnalele de comanda ale tiristoarelor sunt obtinute prin compararea unei tensiuni triunghiulare $\boldsymbol{e_t}$ cu o tensiune redresata sinusoidala $\boldsymbol{e_S}$, care este în faza cu tensiunea de alimentare $\boldsymbol{u}$. Tensiunea

de ieşire u_A este variata prin schimbarea amplitudinii e_S sau a factorului de modulare m definit ca:

$$m = \frac{amplitudinea\ lui\ e_s}{amplitudinea\ lui\ e_t} \qquad (4.42)$$

Pentru obtinerea diverşilor parametri, momentele de aprindere (α) şi de stingere (β) ale tiristoarelor sunt obtinute prin folosirea metodei de integare ***Newton-Raphson*** pentru rezolvarea ecuatiilor date de intersectarea semnalelor e_S şi e_t.

Astfel, se pot determina relatiile:

$$\begin{aligned} U_A &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_A d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2}U_S}{\pi}\sum_{k=1}^{p}\int_{\alpha_k}^{\beta k} sin\omega t\ d(\omega t) \qquad (4.43) \\ &= \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{p}(cos\alpha_k - cos\beta_k)\ \ (u.r.) \end{aligned}$$

unde p = numarul de pulsuri pe o semiperioada.

Datorita simetriei formei de unda a curentului I, armonicile pare sunt absente şi vom avea relatiile:

$$\begin{aligned} I_0 &= 0 \\ a_n &= 0 \\ b_n &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} i\ sinn\omega t\ d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{p}\left[cosn\alpha_k - cosn\beta_k\right]\ \ (u.r.) \qquad (4.44) \\ I_n &= \frac{b_n}{\sqrt{2}} \\ \phi_n &= 0^0 \end{aligned}$$

$$I = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{I_A}{\sqrt{\pi}} \left[\sum_{k=1}^{p} (\beta_k - \alpha_k) \right]^{1/2}$$

$$FP = \frac{I_1}{I} \tag{4.45}$$

$$FD = \cos\phi_1 = 1$$

$$FH = \left[\frac{I^2 - I_1^2}{I_1^2} \right]^{1/2}$$

Cel mai mic ordin al unei armonici prezente este cinci pentru un numar de patru pulsuri pe jumatatea de perioada, sau şapte pentru un numar de şase pulsuri pe jumatatea de perioada. Modulatia sinusoidala se mentine atât timp cât factorul de modulatie ***m*** este subunitar.

4.4. SECVENºA DE CONTROL A CONVERTOARELOR SERIE

Convertoarele statice pot fi conectate în serie şi pot fi supuse unui reglaj care sa permita îmbunatatirea factorului de putere.

Se considera doua convertoare semicomandate legate în serie, astfel încât fiecare sa furnizeze între ***0*** şi ***0,5*** u.r. din valoarea tensiunii de ieşire. Strategia de control pentru convertoare în cazul variatiei tensiunii de ieşire de la ***0*** la ***0,5*** u.r., permite ca doar unul dintre convertoare sa fie activat, iar celalalt scurtcircuitat de dioda de regim liber (D_{DRL}).

Pentru o tensiune de ieşire de 0,5 la 1 u.r. un convertor este comnadat la un unghi $\alpha = 0^0$, iar celalalt are unghiul de

aprindere al tiristoarelor variabil. Aceasta schema de control este denumita ***controlul secvential*** al convertoarelor serie.

4.4.1. Convertoare semicomandate cu faza controlata

Figura 4.15 prezinta schema pentru controlul secvential a doua convertoare semicomandate. Convertoarele sunt conectate la secundarele unui transformator. Fiecare secundar are acelaşi numar de spire, iar raportul de transformare este $N_S/N_P = 0{,}5$.

$0 < U_A < 0{,}5$ u.r.

Tensiunea redresata (*de ieşire*) poate fi reglata în amplitudine prin modificarea unghiului de aprindere α_1 al convertorului ***1***, şi fie se mentine unghiul de aprindere α_2 la valoarea π, fie se inhiba impulsurile de comanda pentru convertorul ***2***. Expresiile pentru diverşi parametri sunt urmatoarele:

$$\alpha_2 = \pi \quad 0 < \alpha_1 < \pi$$

$$U_A = \frac{1}{4}(1 + \cos\alpha_1) \ \ u.r. \qquad (4.46.b)$$

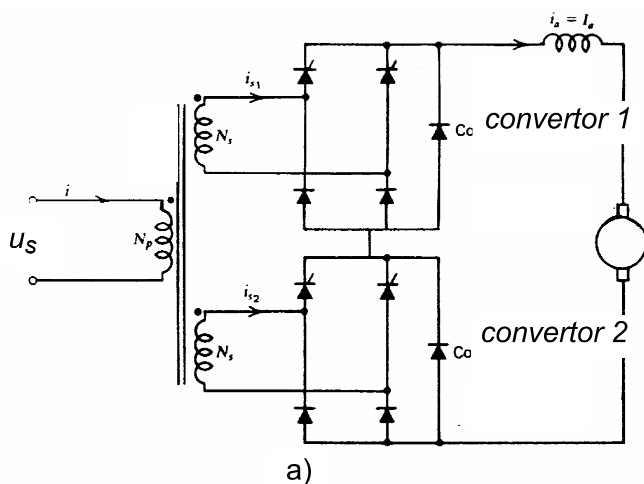
$$I = \frac{I_A}{2}\left(1 - \frac{\alpha_1}{\pi}\right)^{1/2}$$

$$I_n = \frac{\sqrt{2} I_A}{n\pi}\cos n\alpha_1; \qquad n = 2k + 1$$

$$\phi_n = -\frac{n\alpha_1}{2}; \ n = 2k + 1$$

$$FP = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos\alpha_1)}{\pi\left(1 - \frac{\alpha_1}{\pi}\right)^{1/2}}$$

$$FD = \cos\frac{\alpha_1}{2}; \qquad FH = \left[\frac{\pi(\pi - \alpha_1)}{4(1 + \cos\alpha_1)} - 1\right]^{1/2}$$



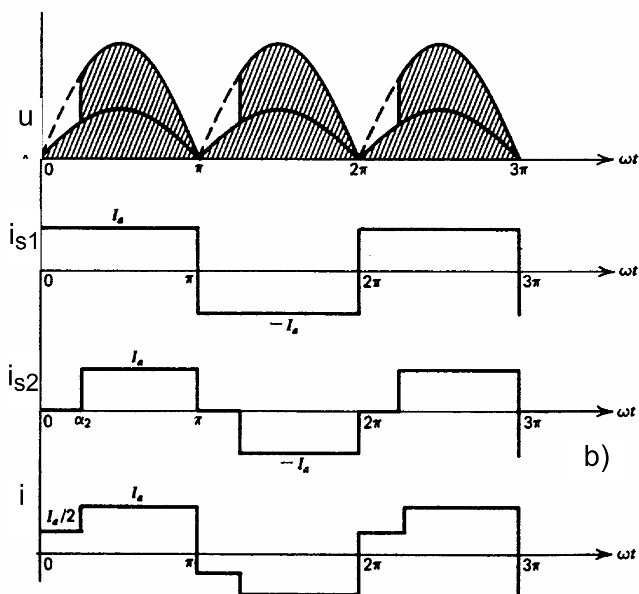


Fig. 4.15. Controlul secvential al convertoarelor semicomandate. N_S/N_P = 0,5. a) Circuit de forta; b) Forme de unda.

0,5 < U_A < 1,0 u.r.

In aceasta gama de variatie a tensiunii redresate (*de iesire*), convertorul ***1*** este complet deschis, iar convertorul ***2*** are unghiurile de aprindere ale tiristoarelor variabile ($\alpha_1 = 0$; $0 < \alpha_2 < \pi$).

In figura 4.15.b se prezinta formele de unda ale curentului si tensiunii pentru $\boldsymbol{\alpha_1 = 0;\ \alpha_2 = 45^0}$.

$$FP = \frac{3 + \cos\alpha_2}{\pi\left(2 - \frac{3\alpha_2}{2\pi}\right)^{1/2}}$$

$$FD = \frac{3 + \cos\alpha_2}{(10 + 6\cos\alpha_2)^{1/2}} \qquad (4.47)$$

$$FH = \left[\frac{\pi(\pi - 3\alpha_2/4)}{5 + 3\cos\alpha_2} - 1\right]^{1/2}$$

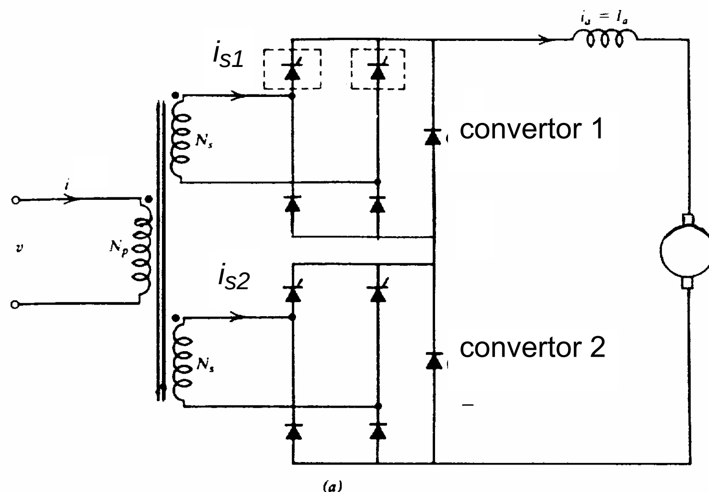
Factorul de putere prezinta o Îmbunatatire semnificativa comparativ cu factorul de putere al sistemului de actionare cu un singur convertor static.

Daca sunt folosite mai multe convertoare conectate În serie, atunci este posibila o crestere importanta a valorii factorului de putere.

4.4.2. Unghi de control simetric

Utilizarea unui unghi de control simetric pentru aprinderea tiristoarelor unui convertor static, reprezinta o metoda mai buna de crestere a valorii factorului de putere decât În cazul controlului În faza analizat anterior.

Figura 4.16 prezinta doua convertoare conectate În serie, din care unul este comutat În functie de tensiunea de linie, iar celalalt este comutat fortat.



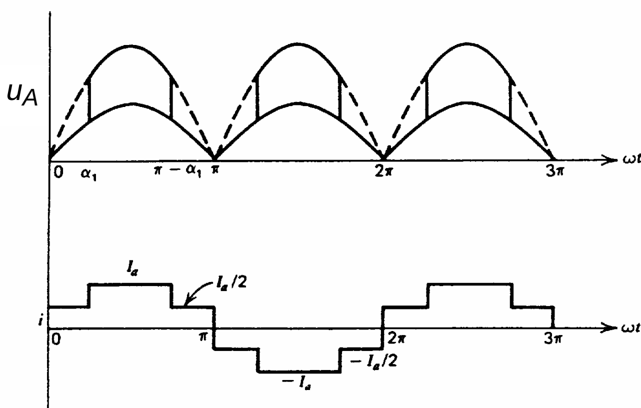


Fig. 4.16. Controlul secvential al convertoarelor semicomandate serie:(a) Circuit de forta; (b) Forme de unda.

$0 < U_A < 0{,}5$ u.r.

Pentru reglajul tensiunii În aceasta plaja, convertorul comutat natural este scurtcircuitat de catre dioda de regim

liber, iar convertorul cu comutatie fortata are unghiul de aprindere al tiristoarelor controlat În gama: ***0 < α_1 < 90^0***.

$$U_A = \frac{\cos\alpha_1}{2} \quad u.r.$$
$$I = \frac{I_A}{2}\left(1 - \frac{2\alpha_1}{\pi}\right)$$
$$I_n = \frac{\sqrt{2} I_A}{n\pi}\cos n\alpha_1$$
$$\phi_n = 0 \qquad (4.48)$$
$$FP = \frac{2\sqrt{2}\cos\alpha_1}{\pi\left(1 - \frac{2\alpha_1}{\pi}\right)^{1/2}}$$
$$FD = 1$$
$$FH = \left[\frac{\pi(\pi - 2\alpha_1)}{8\cos^2\alpha_1} - 1\right]^{1/2}$$

0,5 < U_A < 1,0 u.r.

Pentru reglajul tensiunii redresate de iesire În aceasta plaja, convertorul comutat natural este complet deschis, iar convertorul comutat fortat are unghiul de aprindere al tiristoarelor controlat În gama: ***0 < α_1 < 90^0***.

$$U_A = \frac{1}{2}(1 + \cos\alpha_1) \quad u.r.$$
$$I = I_A\left(1 - \frac{3\alpha_1}{2\pi}\right)^{1/2}$$
$$I_n = \frac{\sqrt{2} I_A}{n\pi}(1 + \cos n\alpha_1) \qquad (4.49.a)$$

$$\phi_n = 0$$

$$FP = \frac{\sqrt{2}(1+\cos\alpha_1)}{\pi\left(1-\frac{3\alpha_1}{2\pi}\right)^{1/2}}$$

$$FD = 1$$

$$FH = \left[\frac{\pi\left(\pi-\frac{3\alpha_1}{2}\right)}{2(1+\cos\alpha_1)^2}-1\right]^{1/2} \qquad (4.49.b)$$

4.4.3. Controlul secvential al convertoarelor complet comandate

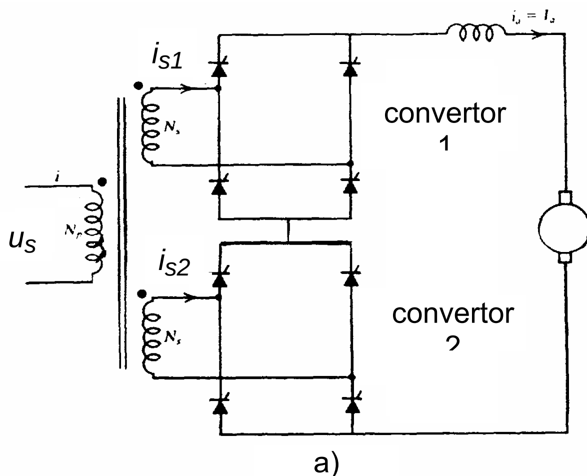
Unele sisteme de actionare cu masina de curent continuu alimentata de la un convertor static necesita o functionare atât În regim de motor, cât si de frâna recuperativa.

Un astfel de montaj este prezentat În figura 4.17. Datorita absentei diodei de regim liber, convertoarele nu pot fi scurtcircuitate. De aceea, ambele convertoare trebuie sa fie În functiune.

Controlul secvential poate fi implementat prin controlul unui convertor la unghi de aprindere constant ($\alpha = 0^0$ *sau* $\alpha = 180^0$) pentru unul dintre ele si la un unghi de aprindere variabil pentru cel de-al doilea convertor.

4.4.3.1. Regimul de redresor

Unghiul de aprindere al convertorului ***1*** este constant ($\alpha_1 = 0^0$), iar unghiul de aprindere al convertorului ***2*** este variabil ($0^0 < \alpha_2 < 180^0$). In acest mod, tensiunea redresata de iesire este pozitiva. Maximul acestei tensiuni se obtine pentru $\alpha_2 = 0^o$.



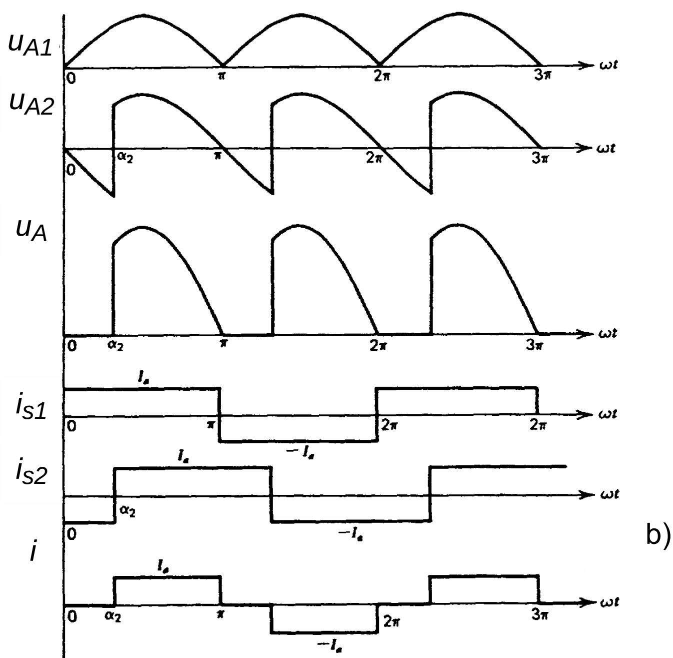


Fig. 4.17. Controlul secvential al convertoarelor complet comandate:
a) Circuit de forta; b) Forme de unda În cazul regimului redresor;

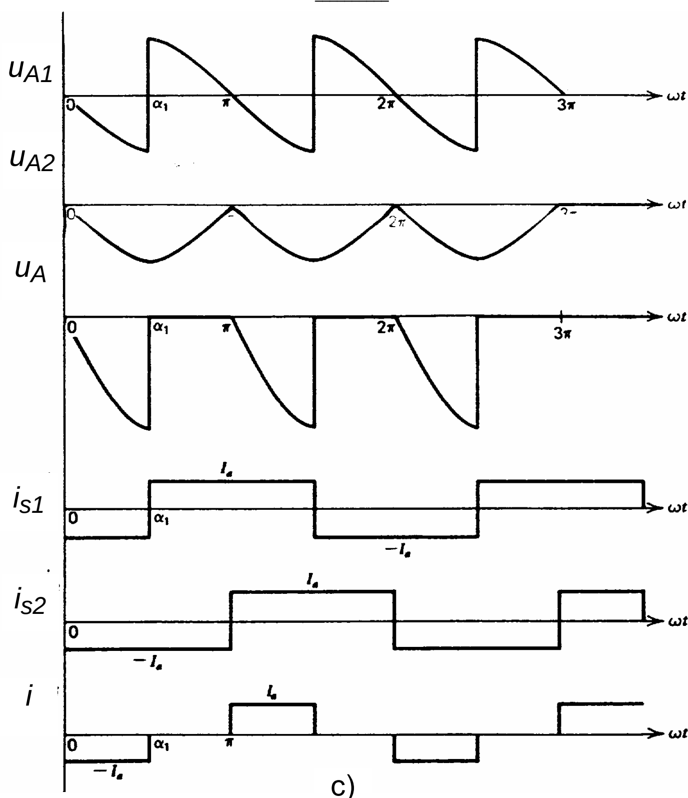


Fig. 4.17. Controlul secvential al convertoarelor complet comandate: c) Forme de unda În cazul regimului invertor.

Tensiunea redresata este zero daca $\alpha_2=180^{0}$. Formele de unda pentru $\alpha_1=0^0$ si $\alpha_2=60^0$ sunt prezentate În figura 4.17.b.

4.4.4.2. Regimul de invertor

Unghiul de aprindere al convertorului ***2*** este constant ($\alpha_2=180^0$), iar unghiul de aprindere al convertorului ***1*** este variabil ($0^0<\alpha_1<180^0$). In acest mod, tensiunea

redresata de iesire este negativa. Maximul acestei tensiuni se obtine pentru $\alpha_1=180^0$.

Tensiunea este zero daca $\alpha_1=0^0$. Formele de unda pentru $\alpha_1=90^0$ si $\alpha_2=180^0$ sunt prezentate În figura 4.17.c.

Performantele convertoarelor serie complet comnadate controlate secvential sunt identice cu cele ale unui convertor semicomandat cu faza controlata. Factorul de putere este superior unui singur convertor complet comandat, dar inferior celui al convertoarelor serie semicomandate.

4.5. EVALUAREA COMPARATIVA A SCHEMELOR DE ÎMBUNATAȚIRE A FACTORULUI DE PUTERE

In paragrafele precedente au fost analizate diverse metode de Îmbunatatire a factorului de putere. Informatiile despre factorul de armonica sunt importante doar daca nu se folosesc filtre la intrarea sistemului de actionare. La reducerea continutului de armonici, un mare avantaj Îl prezinta schemele de control tip ***PWM***, deoarece prin alegerea unui numar optim de pulsuri pe semiperioada, pot fi eliminate armonicile de ordin inferior. Totusi, acest numar de pulsuri nu poate fi prea mare, deoarece În acest caz cresc pierderile de comutatie ale tiristoarelor.

Factorul de putere si de deplasare sunt superioare În cazul schemelor cu comutatie fortata. Extinderea unghiului de control precum si controlul unghiului de faza conduc la obtinerea unor performante similare.

Controlul secvential al convertoarelor serie permite cresterea factorului de putere, cu pretul unor scheme ceva mai complexe si mai costisitoare.

4.6. PROBLEME

4.6.1. Probleme rezolvate

PR1. O masina de curent continuu cu excitatie separata are urmatoarele date nominale:

$$U_{An} = 220V$$
$$n_n = 1500 rot/min$$
$$I_{An} = 10A$$
$$R_A = 1\Omega$$

Aceasta este alimentata de la un redresor monofazat complet comandat, alimentat de la la o retea ce are:

$$Us = 230V$$
$$f_s = 50Hz$$

O inductanta suficient de mare este introdusa În circuitul indusului În scopul asigurarii unui regim de curent neÎntrerupt pentru orice valoare a cuplului de sarcina mai mare decât *25%* din valoarea cuplului nominal. Se cere:

a) Care este unghiul de comanda pentru un cuplu de sarcina egal cu cuplul nominal la o viteza a masinii de *1000 rot/min*?

b) Care este unghiul de comanda pentru un cuplu de frânare egal cu valoarea cuplului nominal la o viteza de *-1500 rot/min*?

c) Care este turatia masinii la un cuplu de sarcina egal cu cel nominal? Unghiul de comanda al redresorului este de $\alpha = 150^0$, iar masina lucreaza În regim de frânare dinamica recuperativa.

Rezolvare :

a) $E_n = U_An - R_A I_{nA} = 220 - 1 \cdot 10 = 220V$

$$\Omega_n = 2\pi \frac{n_n}{60} = 2\pi \frac{1500}{60} = 157 rad/s$$

$$E_1 = \frac{E_n}{n_n} \cdot n_1 = \frac{200}{1500} \cdot 1000 = 133{,}3V$$

$$\alpha_1 = arccos(\frac{R_A i_A + E_1}{2\sqrt{2} \cdot 230} \cdot \pi) = 46{,}2^0$$

b) $$\alpha_2 = arccos(\frac{R_A i_A - E_1}{2\sqrt{2} \cdot 230} \cdot \pi) = 126{,}5^0$$

c) $$\Omega_3 = \frac{\frac{2\sqrt{2} \cdot 230}{\pi} \cdot cos150^0 - R_A i_A}{-E_n} \cdot \Omega_n = 148{,}62 rad/s$$

4.6.2. Probleme propuse

PP1. Se considera o masina de curent continuu cu excitatie independenta realizata cu magneti permanenti, alimentata de la un convertor de patru cadrane. Acesta este format din doua convertoare trifazate complet comandate montate În antiparalel.

Schema este cu curenti de circulatie. Unghiurile de Întârziere la aprindere ale celor doua convertoare sunt suplimentare.

Se cere:

a) schema electrica a instalatiei de forta;

b) modul de variatie În timp ale tensiunilor de iesire ale celor doua convertoare pentru unghiurile de comanda: $\alpha_1 = 30^0$ si $\alpha_2 = 150^0$;

c) sa se reprezinte curentul de circulatie pentru aceleasi unghiuri de comanda.

PP2. a) Sa se reprezinte schema electrica de forta a unui sistem de actionare cu masina de curent continuu cu excitatie derivatie si doua punti monofazate complet comandate montate În antiparalel.

b) Cum variaza În timp tensiunile la iesirile celor doua punti alimentate prin transformatoare identice de la aceeasi retea, daca unghiurile de comanda sunt $\alpha_1 = 60^0$ si $\alpha_2 = 120^0$?

c) Pentru unghiurile de mai sus sa se stabileasca variatia În timp a curentului de circulatie Între cele doua punti. Care este valoarea medie a acestui curent?

PP3. O masina de curent continuu cu magneti permanenti are constanta de timp a circuitului rotoric de *20 ms* si rezistenta indusului de $0,4\ \Omega$.

El este alimentat de la un variator de tensiune continua (*chopper*), care functioneaza cu factorul de umplere *0,5*, perioada pulsurilor fiind de *2 ms*, iar tensiunea la bornele sursei de alimentare de *220 V*.

a) sa se determine variatia În timp În regim de curent neÎntrerupt a curentului rotoric;
b) care este curentul minim rotoric la care apare regimul de curent Întrerupt?
c) sa se deseneze variatia În timp a tensiunii la bornele motorului În ipoteza regimului de curent Întrerupt.

PP4. Masina *Ce 160 M* de curent continuu are urmatoarele date nominale: $U_{An} = 220\ V$, $I_{An} = 53,5\ A$, $P_n = 10\ kW$, $n_n = 3150\ rot/min$, $R_A = 0,5\ \Omega$ este alimentata de la un redresor monofazat complet comandat În punte.

Convertorul este alimentat de la o sursa de 220 V, tensiune de faza. Masina antreneaza mecanismul de ridicare al unui pod rulant, cu o capacitate de ridicare care creeaza un cuplu de sarcina raportat la arborele motorului $M_S = 20\ Nm$.

Greutatea mufei cu cârlig creeaza un cuplu raportat la arborele motorului de $M_{S0} = 5\ Nm$. Cuplul total de frecari este

M_{fr} = *4 Nm*. Viteza nominala de ridicare este de *6 m/min*, iar cea de coborâre de *3 m/min*.

Sa se calculeze unghiurile de comanda ale tiristoarelor la ridicarea sarcinii si respectiv la coborârea acesteia În regim de frânare prin recuperare de energie.

Pentru coborâre se va efectua bilantul energetic.

4.7. BIBLIOGRAFIE

1. Bose B.K. ”*Power Electronics and AC Drives*”, Prentice-Hall, Inc., 1986;
2. Dubey G.K. ”*Power Semiconductor Controlled Drives*”, Prentice-Hall, Inc., 1989;
3. Dubey G.K., Doradla S.R., Joshi A., Sinha R.M.K., ”*Thyristorised Power Controllers*”, Willey Eastern, 1986;
4. Fransua Al., Magureanu R. ”*Masini si actionari electrice*”, Ed. Tehnica, 1986;
5. Fransua Al., Magureanu R., Tocaci M. ”*Masini si actionari electrice. Culegere de probleme*”, E.D.P.B., 1980;
6. Hoft R.G. ”*Semiconductor Power Supplies*”, New York, Van Nostrand, 1986;
7. Kelemen A. ”*Actionari electrice*”, E.D.P.B., 1979;
8. Kyyrä J. ”*Suuntaajatekniikka*”, Helsinki, Otaniemi, 1995;
9. Leonhard W. ”*Control of Electrical Drives*”, Spriger Ferlag, 1985;
10. Mard M. ”*Sähkökäyttö*”, Helsinki, Otaniemi, 1995
11. Navrapescu V. ”*Referatul 2 de doctorat*”, Sept. 1994;
12. Navrapescu V. s.a. ”*Actionari electrice cu masini de curent continuu - Caiet de laborator*” Litografia UPB 1997;
13. Navrapescu V. s.a. ”*Comanda numerica a vitezei masinii asincrone*” Editura ICPE 1998;
14. Micu E. ”*Electrotehnica de la A la Z*”, Ed. ªtiintifica si Enciclopedica, 1985;
15. Soran I.F. ”*Actionari Electrice*”, Lito IPB, 1988;
16. Tunsoiu Gh., Seracin E., Saal C., ”*Actionari Electrice*”, EDPB, 1982.

CAPITOLUL 5

SIMULAREA FUNCTIONARII MASINII DE CURENT CONTINUU

Pentru simularea functionarii în regim stationar si stabil a unei masini de curent continuu, se pot utiliza diverse pachete de programe (*software*) specializate. La ora actuala exista multiple optiuni pentru realizarea simularii functionarii masinilor electrice. Se poate mentiona software-ul realizat de firma Mathworks (*MATLAB, SIMULINK*), National Instruments (*LabView*), Visual Solutions (*VISSIM*), Simulation Research (*CASPOC*), SABER, EMTP, PSPICE, s.a.

Datorita multiplelor optiuni pentru simularea diverselor regimuri de functionare a masinii de curent continuu a fost ales mediul MATLAB (*versiunea 4.2 si 5.2*) si mediul SIMULINK (*versiunea 1.3c si 2.2*) produse ale firmei The Mathworks Inc.

5.1. PORNIREA REOSTATICA A UNEI MASINI DE CURENT CONTINUU CU EXCITATIE DERIVATIE

Obiectivul acestei simulari este studierea regimului tranzitoriu al masinii de curent continuu cu excitatie derivatie în urmatoarele situatii:

1. Pornire prin alimentare directa de la reteaua de curent continuu;

2. Pornire reostatica în functie de un nivel prestabilit al curentului prin indusul masinii de curent continuu;

3. Pornire reostatica în functie de un interval de timp prestabilit.

Pentru aceasta simulare, se presupune ca fluxul de excitatie al motorului atinge valoarea necesara functionarii în regim stabilizat înainte de a se alimenta circuitul indusului motorului de curent continuu la pornire. Tensiunea electromotoare interna a motorului, $\boldsymbol{E_A}$, este proportionala cu produsul dintre fluxul magnetic al masinii si viteza de rotatie a rotorului, iar cuplul electromagnetic $\boldsymbol{M_e}$ depinde de produsul flux – curent prin indusul masinii de curent continuu.

$$\begin{aligned} E_A &= k\Phi\Omega_m \ [V] \\ M_e &= k\Phi I_A \ [Nm] \end{aligned} \qquad (5.1)$$

Când rotorul este imobil sau aproape imobil, viteza de rotatie si implicit si t.e.m. indusa sunt nule. În pornirea reostatica, motorul este pornit folosind tensiune continua fixa, iar rezistoarele de pornire sunt înseriate cu circuitul indusului motorului, pentru a mentine curentul prin indus la valori limita de siguranta. Limita superioara a curentului este aleasa în functie de posibilitatea unei comutatii corecte, iar limita inferioara este impusa de necesitatea mentinerii unui timp de accelerare acceptabil.

O reprezentare simpla a unei masini de curent continuu cu excitatie derivatie este prezentata în figura 5.1.

Figura 5.2 arata simularea în mediul SIMULINK a pornirii acestei masini. Ecuatiile de functionare sunt:

$$U_A = I_A R_t + L_A \frac{dI_A}{dt} + E_A + \Delta U_p$$
$$M_e + M_s - D_\Omega \Omega_m = J \frac{d\Omega_m}{dt} \qquad (5.2)$$

unde $\boldsymbol{R_t}$ reprezinta suma rezistentelor (*rezistor de pornire plus rezistenta indusului* $\boldsymbol{R_A}$) aflate în circuitul indusului motorului de c.c., iar $\boldsymbol{\Delta U_P}$ este caderea de tensiune la perii.

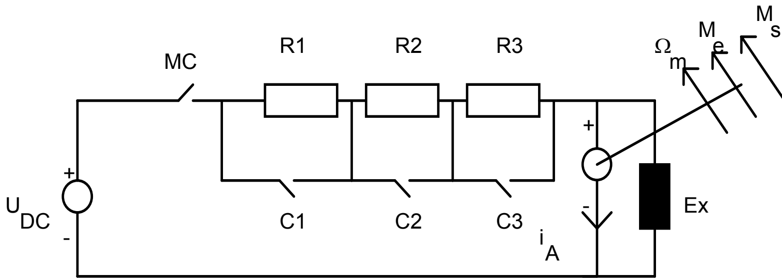


Fig. 5.1. Pornirea reostatica a unei
masini de curent continuu cu excitatie derivatie.

În ecuatia de miscare, $\boldsymbol{D_\Omega}$ este coeficient de frecare, iar $\boldsymbol{J}$ este momentul de inertie al rotorului masinii de curent continuu. Ecuatiile de mai sus pot fi rescrise în forma integrala dupa cum urmeaza:

$$I_A(t) = \frac{1}{L_A} \int_0^t (U_{DC} - \Delta U_p - I_A R_t) dt + I_A(0)$$
$$\Omega_m(t) = \frac{1}{J} \int_0^t (M_e + M_s - D_\Omega \Omega_m) dt + \Omega_m(0) \qquad (5.3)$$

În timpul pornirii, scurtcircuitarea celor trei segmente ale rezistorului de pornire este realizata atunci când curentul $\boldsymbol{I_A}$ scade sub valoarea minima prestabilita. Contactele ***C1**, **C2*** si ***C3*** sunt normal deschise. Atunci când contactul principal ***MC*** este închis pentru pornirea motorului, curentul de pornire initial creste pâna la valoarea maxima, iar circuitul indusului include intreaga valoare a rezistorului de pornire. Odata cu

cresterea turatiei rotorului, t.e.m. E_A va creste, iar curentul prin indus scade pâna la valoarea limita minima prestabilita. Atunci contactul ***C1*** se va închide, iar rezistorul ***R1*** va fi scurtcircuitat. Curentul prin indus va creste, cuplul electromagnetic de asemenea, iar turatia rotorului va creste si ea. Se produce o noua scadere a curentului prin indus, odata cu cresterea t.e.m., se scurtcircuiteaza rezistorul ***R2***, prin inchiderea contactului ***C2***, atunci când se atinge valoarea minima prestabilita a curentului prin indus. La fel se desfasoara fenomenul în cazul scurtcircuitarii lui ***R3***.

Secventa logica de pornire este implementata în figura 5.2 prin determinarea conditiei $I_A < I_A^{min}$. Semnalul logic intra apoi într-un modul derivativ, producând un puls de intrare la bistabilul ***SR*** conectat pentru a opera ca un numarator.

Iesirile celor trei bistabile sunt folosite pentru a scurtcircuita cele trei trepte ale rezistorului de pornire. Bistabilul ***SR*** se obtine din biblioteca ***SIMULINK*** la capitolul ***extras/Flip Flops***. Operatorii logici si cei relationali sunt alesi din biblioteca de blocuri ***Nonlinear***. Modulele de memorie sunt folosite pentru diverse scopuri:

- ➢ Rezolvarea unei bucle algebrice prin plasarea la intrarea blocurilor operator relational;
- ➢ Crearea unei întârzieri pentru o buna functionare a bistabilelor, prin plasarea între bistabile.

Comutatoarele ***C1***, ***C2*** si ***C3*** vor da la iesire ***intrarea 1*** daca ***intrarea 2*** este mai mare sau egala cu un prag ajustabil, altfel dau la iesire ***intrarea 3***. Pentru ca aceste comutatoare (*switch-uri*) sa opereze în nivel ***zero*** si ***unu*** logic standard, va fi ales pragul ajustabil ***0,5***.

Pentru o simulare corecta, se realizeaza un fisier *Matlab*, care va initia parametrii masinii de curent continuu cu excitatie derivata de *10 kW*, *220 V*, *1490 rot/min*. Ceilalti parametri sunt:

- ➔ Rezistenta indusului R_A= 0,3 ohm;

- Inductivitatea indusului L_A = 12 mH;
- Caderea de tensiune la perii ΔU_p= 2 V;
- Curentul nominal I_{An} = 50 A;
- Constanta motorului $k\Phi$ = 1,3 Vs;
- Inertia rotorului J = 2,5 kgm^2;
- Coeficient de frecari, D = 0.
- I_A^{min} = 60 A; I_A^{max} = 100 A.

Daca se ignora inductivitatea indusului si se presupune ca inertia sistemului este finita, odata cu închiderea contactului *MC* se obtine:

$$
\begin{aligned}
&U_A(0) = 0 = U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{max}(R_A + R_1 + R_2 + R_3) \\
&U_A(t_1) = U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{min}(R_A + R_1 + R_2 + R_3) \\
&= U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{max}(R_A + R_2 + R_3) \qquad (5.4.a) \\
&U_A(t_2) = U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{min}(R_A + R_2 + R_3) \\
&= U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{max}(R_A + R_3)
\end{aligned}
$$

Rezulta:

$$U_A(t_3) = U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{min}(R_A + R_3)$$

$$= U_{DC} - \Delta U_p - I_A^{max} R_A$$

$$(R_A + R_1 + R_2 + R_3) = \frac{U_{DC} - \Delta U_p}{I_A^{max}}$$

$$(R_A + R_2 + R_3) = \frac{I_A^{min}}{I_A^{max}}(R_A + R_1 + R_2 + R_3) \qquad (5.4.b)$$

$$(R_A + R_3) = \frac{I_A^{min}}{I_A^{max}}(R_A + R_2 + R_3)$$

$$R_A = \frac{I_A^{min}}{I_A^{max}}(R_A + R_3)$$

Prin înlocuirea valorilor limita prestabilite pentru curentul prin indus, rezulta valorile treptelor reostatului de pornire:
R_1 = 0,872 Ω; R_2 = 0,523 Ω; R_3 = 0,313 Ω.

Un esantion al rezultatelor simularii este prezentat în fig. 5.3, unde este redata variatia t.e.m., a curentului prin indus, si a turatiei. A fost folosita o metoda de integrare numerica *Adams/Gear* din mediul *MATAB 5* cu timpul de pornire zero, timpul de oprire ***7*** *s*, pasul minim de integrare ***0,5*** *ms*, pasul maxim de integrare ***5*** *ms*, si o toleranta a erorii de 10^{-6}.

Fig. 5.2. Simularea pornirii unei masini de curent continuu cu excitatie derivata.

Tabelul 1.1.

Nr. crt.	**Convertorul**	**Functiunea de conversie**	**Aplicatii**
1	Redresor comandat	Tensiune alternativa în tensiune continua	Comanda masinilor de curent continuu, a masinilor asincrone si a celor sincrone
2	Variator de tensiune continua (*Chopper*)	Tensiune continua fixa în tensiune continua variabila	Comanda masinilor de curent continuu, si a masinilor asincrone
3	Variator de tensiune alternativa	Tensiune alternativa fixa în tensiune alternativa variabila, la aceeasi frecventa	Comanda masinilor asincrone
4	Invertor (sursa de tensiune sau sursa de curent)	Tensiune continua în tensiune si frecventa fixe sau variabile	Comanda masinilor asincrone si a celor sincrone
5	Cicloconvertor	Tensiune alternativa de valoare si frecventa fixa în tensiune alternativa de valoare si frecventa variabile	Comanda masinilor asincrone si a celor sincrone

A	***Cerintele sarcinii referitoare la regimurile tranzitorii de pornire, frânare si reversare***
1	Natura si domeniul de variatie al cuplului de sarcina. Cum variaza cuplul de sarcina cu viteza pentru diferite valori impuse de viteza? Pornirea, frânarea, sau reversarea de viteza se realizeaza la gol, la sarcina usoara, nominala, sau grea?
2	Mometul de inertie total al actionarii este mic sau mare?
3	Cât timp este prevazut pentru desfasurarea procesului tranzitoriu?
4	Cât de des au loc astfel de procese tranzitorii?
5	Este nevoie de o accelerare/decelerare lina a sistemului?
6	Este ceruta realizarea unei anumite precizii a opririi?
7	Ce masuri trebuiesc luate în caz urgenta?
8	Aceste operatii sunt facute manual, sau automat?
B	***Cerintele sarcinii dictate de functionarea în regim nominal a actionarii***
1	Natura si valoarea cuplului de sarcina si a puterii necesare. Cum variaza cuplul cu viteza pentru diferite valori impuse de viteza? Care sunt valorile minime si maxime ale cuplului si ale puterii? Sarcina are un caracter continuu, sau intermitent?
2	Este necesar a se lucra la o singura viteza, sau la mai multe viteze?
3	Este necesara realizarea reglarii vitezei? Care este domeniul de variatie necesar pentru viteza? Reglarea trebuie facuta continuu, sau în trepte?
4	Care este precizia impusa reglarii de viteza?
5	Pe durata unui ciclu normal de functionare, masina lucreaza atât în regim de motor, cât si de generator?
C	***Cerintele sarcinii referitoare la locul de amplasare al actionarii***
1	Amplasarea actionarii într-un anumit loc, permite realizarea unei întretineri usoare?
2	Actionarea functioneaza într-un mediu plin de praf, sub apa (sau alt lichid), sau în prezenta unor gaze usor inflamabile?

Tabelul 1.3.

Clasa de izolatie	**Temperatura admisibila**	**Materiale**
Y	90^oC	bumbac, matase, hârtie - neimpregnate
A	105^oC	bumbac, celofibra, matase - impregnate
E	120^oC	pelicule organice sintetice
B	130^oC	materiale pe baza de mica, fibra de sticla, azbest - cu lianti organici si compounduri de impregnare
F	155^oC	aceleasi materiale ca la clasa B, dar de calitate superioara
H	180^oC	materiale pe baza de mica, fibra de sticla, azbest - cu lianti siliconici
C	peste 180^oC	potelan, cuart, sticla

Tabelul 1.4.

	Tiristor	**GTO**	**Darlington BTJ**	**MOSFET de putere**
Tensiunea maxima (*V*)	6.000	4.500	1.200	500
Curentul maxim (A_{ef})	3.500	3.000	800	50
Temperatura de lucru (^{o}C)	-40 - 125	-40 - 125	-40 - 150	-55 - 150
Frecventa de comutare (*Hz*)	< 1.200	< 2.000	< 10.000	< 100.000
dv / dt (*V/ms*)	30	limitata de pierderile din dispozitiv	limitata de pierderile din dispozitiv	limitata de efectul Miller
di / dt (*A/ms*)	200	300	100	foarte mare
Timp intrare în conductie (*ms*)	1,1	4	1,7	90 ns
Timp de iesire din conductie (*ms*)	220	10	5	0,14
Caderea de tensiune în direct (*V*)	1,9	4	1,9	3,2
Domeniul de aplicatii uzuale	Actionari cu masini de c.c. si c.a., surse de putere, întreruptore electronice	Actionari cu masini electrice, sisteme UPS	Actionari cu masini electrice, sisteme UPS, surse de putere în comutatie	Surse de putere în comutatie, actionari cu motoare fara perii, relee electronice

Tabelul 1.5.

	IGBT	SIT	SITH	MCT
Tensiunea maxima (*V*)	1.200	1.200	1.200	1.000
Curentul maxim (A_{ef})	400	300	300	100
Temperatura de lucru (^{o}C)	-20 - 150	-50 - 150	-40 - 125	-55 - 150
Frecventa de comutare (*Hz*)	< 20.000	< 70.000	Câtiva kHz	< 20.000
dv / dt (*V/ms*)	Limitata de pierderile din dispozitiv	foarte mare	2.000	5.000
di / dt (*A/ms*)	foarte mare	foarte mare	900	1.000
Timp intrare în conductie (*ms*)	0,9	0,25	2	1
Timp de iesire din conductie (*ms*)	1,4	0,3	9	2,1
Caderea de tensiune în direct (*V*)	3,2	18	4	1,1
Domeniul de aplicatii uzuale	Actionari cu masini de c.a., surse UPS, surse de putere în comutatie	Generatoare AM/FM, generatoare ultrasonice, compensatore statice reactive	Compensatoare reactive statice, sigurate rapide	Actionari cu masini de c.a., surse UPS, compensatoare statice reactive